

Desenvolvimento de um modelo para IGBTs otimizado por um método de base experimental

Rui Filipe Marques Chibante

Tese submetida à Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
para a obtenção do grau de Doutor em Ciências de Engenharia

Tese realizada sob a orientação do Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho
do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Porto, Setembro de 2005

Desenvolvimento de um modelo para IGBTs otimizado
por um método de base experimental

Rui Filipe Marques Chibante

Tese realizada sob a supervisão do

Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho

e do

Professor Doutor Armando Luís Sousa Araújo,

do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

À Vânia

Ao meu rebento

Resumo

Nesta tese é desenvolvido um modelo para IGBTs, baseado na física dos semicondutores e compatível com uma implementação em simuladores genéricos de circuitos eléctricos. O aspecto inovador do modelo prende-se com o método utilizado para resolver a equação de difusão ambipolar (EDA), que descreve a distribuição dos portadores na base do dispositivo, e que constitui o núcleo fundamental do modelo. Esta abordagem, já utilizada em díodos e transístores bipolares (Araújo 1998a), é agora estendida a IGBTs.

A utilização do modelo requer o conhecimento de um conjunto de parâmetros que o caracterizam. Dada a natureza física do modelo, a identificação precisa dos parâmetros requer a execução de um conjunto complexo de medições experimentais, dificilmente realizáveis por um projectista de sistemas. Assim, em complemento ao modelo do IGBT, é desenvolvido nesta tese um procedimento para a extracção dos parâmetros, inovador no domínio da electrónica de potência.

O mecanismo de extracção baseia-se num algoritmo de optimização – Simulated Annealing – que, por comparação entre resultados experimentais e de simulação, encontra um conjunto óptimo de parâmetros que minimiza o erro entre as formas de onda de tensão/corrente. Globalmente, o algoritmo é simples de implementar, tem a propriedade de convergir rapidamente para uma boa solução mesmo sem uma boa estimativa inicial e tem a capacidade de escapar a óptimos locais. O procedimento de extracção requer dois ensaios experimentais, com circuitos de teste de pequena complexidade. Desta forma, consegue-se um processo de extracção que garante uma elevada precisão dos parâmetros obtidos, sem a necessidade de realizar ensaios morosos e em instalações experimentais complexas e exigentes.

No que diz respeito ao modelo, este é constituído por uma componente numérica para modelar a zona da base (zona extensa e fracamente dopada, principal responsável pelo comportamento dinâmico do dispositivo), através da solução da EDA, e uma componente analítica para modelar as restantes zonas do dispositivo.

A solução da EDA é realizada através de um princípio variacional, cuja estacionaridade do funcional associado à EDA conduz a uma solução equivalente à solução do problema original. A estacionaridade do referido funcional foi efectuada através de uma formulação pelo método dos elementos finitos (MEF), reduzindo a equação às derivadas parciais do problema original a um sistema de equações diferenciais ordinárias. Esta formulação permite a implementação do modelo num simulador de circuitos eléctricos de uso genérico, através da analogia entre o sistema de equações resultante do MEF e o sistema de equações associado a um conjunto de malhas RC e fontes de corrente. Para as restantes zonas do IGBT (emissor, região de depleção, canal MOS e as quedas de tensão) são utilizados modelos analíticos clássicos.

Esta abordagem híbrida resulta num modelo com um bom compromisso precisão/tempo de cálculo, na medida em que permite descrever com rigor os fenómenos eléctricos e físicos do IGBT através da componente numérica e, simultaneamente, manter tempos de simulação em níveis aceitáveis através da componente analítica.

O trabalho realizado é validado com a aplicação do modelo estabelecido, com os parâmetros considerados relevantes, a vários IGBTs. O desempenho global foi avaliado por comparação de resultados obtidos, quer em ensaios experimentais quer por simulação computacional. A análise dos erros associados a parâmetros típicos de comutação (erros médios entre 5 e 10%) em conjunto com tempos de simulação que variam entre 10 a 30 segundos, permitem concluir do bom desempenho do modelo no projecto de sistemas de electrónica de potência.

Em conclusão, o modelo do IGBT em conjunto o processo de extracção desenvolvidos, constituem uma ferramenta global de modelação, que reúne todas as condições para potenciar o uso da simulação no projecto de conversores com semicondutores bipolares de potência.

Abstract

In this thesis a physics-based IGBT model implementable within generic electrical circuit simulators is developed. An innovative approach is used to solve the ambipolar diffusion equation (ADE), that represents the carrier distribution in IGBT base (n^- zone) and that is considered the model's core. The approach has been used in diodes and bipolar transistors (Araújo 1998a) and is now extended to IGBT.

The model is composed with a set of parameters that must be identified in order to perform an accurate behavioral simulation. Due to model's physics basis, parameter extraction requires a set of complex electrical measurements, hardly manageable by an application engineer. So a parameter extraction procedure that complements IGBT's model is developed. The procedure uses an innovative strategy in what power electronics is concerned

The extraction method basis is an optimization algorithm – Simulated Annealing – that finds an optimum parameter set by minimizing the error between experimental and simulated data. The algorithm is simple to implement, it converges fast to a good solution even without a good initial guess and it is able to escape from local optimum solutions. The extraction procedure requires a simple measurement system, with two basic test circuits, to implement the objective function. With this method is possible to achieve a set of parameters with high precision without needing to spend time with electrical measurements in complex laboratory systems.

The IGBT model contains a numerical part that models IGBT's base (thick low doped zone, that rules the device dynamic behavior), by solving ADE, and an analytical part that models remaining zones of IGBT.

ADE solution is obtained starting from a variational principle, associated with a quadratic functional, whose minimization is equivalent to the solution of the original problem. The functional's minimization is performed using a finite element formulation, that transforms the partial differential equation of original problem into a system of ordinary differential equations. This approach enables a simple implementation in standard simulators like those of the SPICE family, resulting from the analogy between the system corresponding to the finite element formulation and the system associated with an electric circuit consisting of resistors, capacitors and current sources. Remaining zones of semiconductor (emitter, space-charge, MOS and voltage drops) are modeled with classical analytical models.

This hybrid approach results in a model with a good trade-off between precision and simulation time. It allows at describing IGBT's electrical and physical phenomena using the numerical module, keeping low the simulation time using the analytical module.

The thesis concludes applying IGBT model and parameter extraction procedure with different commercial IGBTs. Global performance was evaluated comparing experimental and simulated data. It was found that mean relative error of some switching parameters ranges between 5 to 10% and simulation time between 10 to 30 seconds. These results allow at concluding that the model constitutes a good simulation tool appropriated to design of power electronics systems.

The IGBT model together with parameter extraction procedure constitutes a global modeling tool that potentiates the use of computational simulation for power circuit design with bipolar power semiconductors.

Résumé

Dans ce mémoire on a développé un modèle pour IGBTs, basé sur la physique des semiconducteurs et compatible avec une mise en œuvre sur les logiciels de simulation génériques. L'aspect innovateur du modèle tient à la méthode utilisée pour la résolution de l'équation de diffusion ambipolaire (EDA) qui décrit la distribution des porteurs dans la base du dispositif (zone n^-) et qui constitue le noyau fondamental du modèle. Cette approche, utilisée déjà en diodes et transistors bipolaires (Araújo 1998a), est prolongée aux IGBTs.

L'utilisation du modèle nécessite l'identification d'un ensemble de paramètres qui le caractérise. Depuis la nature physique du modèle, l'identification précise des paramètres exige l'exécution d'un ensemble complexe de mesures expérimentaux, difficilement réalisable par un concepteur de systèmes. Ainsi, en complément au modèle de l'IGBT, il est développé un procédé pour l'extraction des paramètres, innovateur dans le domaine de l'électronique de puissance.

Le mécanisme d'extraction se base sur un algorithme d'optimisation – Simulated Annealing – qui, pour comparaison entre les résultats expérimentaux et de simulation trouve un ensemble optimal de paramètres qui minimise l'erreur entre les formes d'onde de tension/courant. Globalement, l'algorithme est simple à mettre en œuvre, il converge dans le sens d'une bonne solution même en l'absence d'une bonne estimation initiale et il a la faculté d'échapper aux optimums locaux. D'autre part, le procédé d'extraction nécessite deux essais expérimentaux, avec des circuits de test de réduite complexité. De cette façon, il est possible d'avoir une méthode d'extraction qui garantit une bonne précision des paramètres obtenus, sans là nécessité de mise en œuvre d'essais précis et de installations expérimentales complexes et exigeantes.

En ce qui concerne le modèle, il est constitué d'un composant numérique pour modéliser la zone de la base, zone étendue et faiblement dopée, principale responsable du comportement dynamique du dispositif, et d'un composant analytique pour modéliser les autres zones du dispositif.

La solution de la EDA est réalisée à l'aide d'un principe variationnel dont la stationnarité du fonctionnel associé à EDA conduit à une résolution équivalente à la solution du problème original. La stationnarité du fonctionnel en question a été exécutée à partir d'une formulation par la méthode des éléments finis (MEF), en réduisant l'équation aux dérivés partiels du problème original à un système d'équations différentielles ordinaires. Cette formulation permet la mise en œuvre du modèle sur les logiciels de simulation génériques au travers de l'analogie entre le système d'équations résultant du MEF et le système d'équations associé à un maillage RC et de sources de courant. Pour les zones restantes de l'IGBT, émetteur, région de déplétion, canal MOS et les chutes de tension, des modèles analytiques sont utilisés.

Cet abordage hybride mène à un modèle avec un compromis précision/temps de calcul assez intéressant, dans la mesure où il permet de décrire avec rigueur les phénomènes électriques et physiques de l'IGBT au travers de la composante numérique et de maintenir simultanément des temps de simulation à des niveaux acceptables au travers de la composante analytique.

Le travail conclut avec l'application du modèle de l'IGBT et de la procédure d'extraction à plusieurs IGBTs. L'accomplissement du modèle a été évalué par comparaison entre des essais expérimentaux et les résultats respectifs de simulation. L'analyse des erreurs associées à des paramètres typiques de commutation (les erreurs moyennes relatives se situent dans une marge de 5 à 10%) associées aux temps de simulation qui varient de 10 à 30 secondes, permettent de conclure de l'adéquation du modèle pour le projet de systèmes d'électronique de puissance.

L'autour a la conviction que le modèle de l'IGBT en conjonction avec la procédure d'extraction, constitue un outil global de modélisation qui réunit toutes les conditions pour potentialiser l'utilisation de la simulation dans le projet de convertisseurs avec des semiconducteurs bipolaires de puissance.

Agradecimentos

Concluída esta tese, é de toda a justiça fazer referência a um conjunto de pessoas que se revelaram fundamentais durante este período. Em particular, agradeço ao meu orientador, o Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho, a oportunidade concedida e a confiança em mim depositada para a realização deste trabalho.

Ao Professor Doutor Armando Araújo agradeço pela disponibilidade demonstrada e pelas proveitosas discussões que permitiram ultrapassar com sucesso as dificuldades encontradas.

Agradeço também ao Sr. Alfred Porst da Siemens, pela documentação fornecida.

A todos meus colegas de laboratório agradeço o excelente ambiente de trabalho proporcionado, a camaradagem, os ótimos momentos de convívio e, fundamentalmente, a amizade demonstrada. Em particular, agradeço ao Joaquim Alves, ao Paulo Costa e ao Zé Paulo, amigos e colegas da vida académica de longa data.

À minha esposa Vânia, uma palavra muito especial pelo companheirismo, compreensão e tempo dispensado para a concretização deste trabalho.

Finalmente, quero agradecer às entidades que suportaram financeiramente a realização deste trabalho, nomeadamente o Instituto Superior de Engenharia do Porto, o Ministério da Educação, através do programa PRODEP III (Programa de Desenvolvimento Educativo para Portugal) e o pólo do Porto do Instituto de Sistemas e Robótica.

Índice resumido

Resumo	vii	3.2.6 Modelo da <i>buffer layer</i>	88
Abstract	ix	3.3 Implementação do modelo no simulador IsSpice	90
Résumé	xi	3.3.1 Introdução	90
Agradecimentos	xiii	3.3.2 Circuito da zona de armazenamento	92
Índice resumido	xv	3.3.3 Circuito das condições fronteira	93
Índice completo	xvii	3.3.4 Circuito de cálculo das fronteiras da zona n^-	94
Lista de Figuras	xxi	3.3.5 Circuito do canal MOS	95
Lista de Tabelas	xxv	3.3.6 Circuito das quedas de tensão	97
Lista de Símbolos	xxvii	3.3.7 Circuito final	98
Lista de Acrónimos	xxix	3.4 Conclusões	99
1 Introdução	31	4 Extracção de parâmetros	101
1.1 Motivações	32	4.1 Introdução	102
1.2 Objectivos e contribuições originais	33	4.2 Métodos de extracção clássicos	106
1.3 Organização do trabalho	34	4.2.1 Extracção de A , A_{gb} , N_B e W_B	106
2 Análise da modelação de IGBTs	37	4.2.2 Extracção de C_{gs} e C_{oxd}	108
2.1 Introdução	38	4.2.3 Extracção de K_p , K_p , V_{th} e θ	109
2.2 Classificação dos modelos	39	4.2.4 Extracção de τ , b_p , V_{bi} e V_{Td}	111
2.2.1 Modelos empíricos	39	4.3 Extracção por optimização de parâmetros	111
2.2.2 Modelos analíticos	41	4.3.1 Procedimento de optimização	111
2.2.3 Modelos numéricos	51	4.3.2 O algoritmo Simulated Annealing	122
2.2.4 Modelos híbridos	52	4.3.3 Implementação do procedimento	130
2.3 Análise qualitativa dos modelos	62	4.4 Resultados	133
2.3.1 Modelos empíricos	62	4.4.1 Resultados do IGBT A	134
2.3.2 Modelos analíticos	63	4.4.2 Resultados do IGBT B	138
2.3.3 Modelos numéricos	64	4.4.3 Resultados do IGBT C	142
2.3.4 Modelos híbridos	64	4.5 Conclusões	147
2.4 Conclusões	65	5 Validação do modelo	149
3 Modelação de IGBTs baseada no MEF	67	5.1 Validação preliminar	150
3.1 Descrição do IGBT	68	5.1.1 Comparação com dados de Hefner	150
3.1.1 História	68	5.1.2 Comparação com os dados da Siemens	152
3.1.2 Simbologia	69	5.2 Validação final	155
3.1.3 Estrutura física e circuito equivalente	69	5.2.1 Resultados do IGBT A	155
3.1.4 Princípio de funcionamento	72	5.2.2 Resultados do IGBT B	158
3.2 Modelo do IGBT	73	5.2.3 Resultados do IGBT C	161
3.2.1 Zona de armazenamento de portadores - resolução da EDA	74	5.3 Conclusões	163
3.2.2 Modelo para o cálculo das fronteiras	79	6 Conclusões e trabalho futuro	165
3.2.3 Modelo para as zonas emisoras	80	6.1 Conclusões	166
3.2.4 Modelo para o canal MOS	82	6.2 Trabalho futuro	167
3.2.5 Modelo para as quedas de tensão	85	Referências	169

Índice completo

Resumo	vii
Abstract	ix
Résumé	xi
Agradecimentos	xiii
Índice resumido	xv
Índice completo	xvii
Lista de Figuras	xxi
Lista de Tabelas	xxv
Lista de Símbolos	xxvii
Lista de Acrónimos	xxix
1 Introdução	31
1.1 Motivações	32
1.2 Objectivos e contribuições originais	33
1.3 Organização do trabalho	34
2 Análise da modelação de IGBTs	37
2.1 Introdução	38
2.2 Classificação dos modelos	39
2.2.1 Modelos empíricos	39
2.2.2 Modelos analíticos	41
2.2.2.1 Modelos analíticos de carga distribuída	43
2.2.2.2 Modelos analíticos de transformação	45
2.2.2.2.1 Modelos analíticos com Transformadas de Laplace	45
2.2.2.2.2 Modelos analíticos com Transformada de Fourier	46
2.2.2.3 Modelos <i>lumped-charge</i>	49
2.2.3 Modelos numéricos	51
2.2.4 Modelos híbridos	52
2.2.4.1 Modelos híbridos com diferenças finitas	52
2.2.4.1.1 Teoria	52
2.2.4.1.2 Modelação	54
2.2.4.2 Modelos híbridos com elementos finitos	56
2.2.4.2.1 O método de Galerkin (formulação fraca) aplicado à EDA	59
2.2.4.2.2 O método Rayleigh-Ritz (funcional) aplicado à EDA	60
2.3 Análise qualitativa dos modelos	62
2.3.1 Modelos empíricos	62
2.3.2 Modelos analíticos	63
2.3.3 Modelos numéricos	64
2.3.4 Modelos híbridos	64

2.4 Conclusões	65
3 Modelação de IGBT's baseada no MEF	67
3.1 Descrição do IGBT	68
3.1.1 História	68
3.1.2 Simbologia	69
3.1.3 Estrutura física e circuito equivalente	69
3.1.4 Princípio de funcionamento	72
3.2 Modelo do IGBT	73
3.2.1 Zona de armazenamento de portadores - resolução da EDA	74
3.2.1.1 Modelo para a equação de difusão ambipolar (EDA)	74
3.2.1.2 Aproximação por elementos finitos	76
3.2.2 Modelo para o cálculo das fronteiras	79
3.2.3 Modelo para as zonas emisoras	80
3.2.3.1 Emissores clássicos fortemente dopados	81
3.2.3.2 Emissores transparentes	81
3.2.4 Modelo para o canal MOS	82
3.2.4.1 Regime permanente	82
3.2.4.2 Regime dinâmico	83
3.2.5 Modelo para as quedas de tensão	85
3.2.5.1 Queda na junção emissor-base	86
3.2.5.2 Queda na região de armazenamento	86
3.2.5.3 Queda na região de depleção	88
3.2.6 Modelo da <i>buffer layer</i>	88
3.3 Implementação do modelo no simulador IsSpice	90
3.3.1 Introdução	90
3.3.1.1 Implementação das equações	91
3.3.1.2 Convergência	91
3.3.2 Circuito da zona de armazenamento	92
3.3.3 Circuito das condições fronteira	93
3.3.4 Circuito de cálculo das fronteiras da zona n^-	94
3.3.5 Circuito do canal MOS	95
3.3.6 Circuito das quedas de tensão	97
3.3.7 Circuito final	98
3.4 Conclusões	99
4 Extracção de parâmetros	101
4.1 Introdução	102
4.2 Métodos de extracção clássicos	106
4.2.1 Extracção de A , A_{gb} , N_B e W_B	106
4.2.2 Extracção de C_{gs} e C_{oxd}	108
4.2.3 Extracção de K_p , K_p , V_{th} e θ	109
4.2.4 Extracção de τ , h_p , V_{bi} e V_{Td}	111
4.3 Extracção por optimização de parâmetros	111
4.3.1 Procedimento de optimização	111
4.3.1.1 Algoritmos de optimização	112
4.3.1.1.1 Recozimento Simulado (Simulated Annealing)	115
4.3.1.1.2 Pesquisa Tabu	115
4.3.1.1.3 Algoritmos Genéticos	116

4.3.1.1.4 Algoritmo adoptado	117
4.3.1.2 Parâmetros a extrair	117
4.3.1.3 Avaliação do erro	120
4.3.2 O algoritmo Simulated Annealing	122
4.3.2.1 População inicial	125
4.3.2.2 Mecanismo de perturbação dos parâmetros	125
4.3.2.3 Função objectivo	126
4.3.2.4 Mecanismo de arrefecimento	128
4.3.2.5 Critério de paragem	130
4.3.3 Implementação do procedimento	130
4.4 Resultados	133
4.4.1 Resultados do IGBT A	134
4.4.1.1 Optimização DC do IGBT A	134
4.4.1.2 Optimização transitória do IGBT A	136
4.4.2 Resultados do IGBT B	138
4.4.2.1 Optimização DC do IGBT B	138
4.4.2.2 Optimização transitória do IGBT B	140
4.4.3 Resultados do IGBT C	142
4.4.3.1 Optimização DC do IGBT C	143
4.4.3.2 Optimização transitória do IGBT C	144
4.5 Conclusões	147
5 Validação do modelo	149
5.1 Validação preliminar	150
5.1.1 Comparação com dados de Hefner	150
5.1.2 Comparação com os dados da Siemens	152
5.2 Validação final	155
5.2.1 Resultados do IGBT A	155
5.2.2 Resultados do IGBT B	158
5.2.3 Resultados do IGBT C	161
5.3 Conclusões	163
6 Conclusões e trabalho futuro	165
6.1 Conclusões	166
6.2 Trabalho futuro	167
Referências	169

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Estrutura clássica de um modelo de IGBT simplificado.	40
Figura 2.2 – Subcircuito equivalente à equação de controlo de carga.	41
Figura 2.3 – Distribuição da concentração de portadores em 25 μm (total de 300 μm) do IGBT (Palmer 2003).	42
Figura 2.4 – Distribuição 2D da concentração de portadores em condução directa (Sheng 1999b).	42
Figura 2.5 – Circuito equivalente do modelo de Hefner para NPT-IGBTs (Hefner 1994a).	44
Figura 2.6 – Subcircuito do IGBT do modelo (Strollo 1997b).	46
Figura 2.7 – Linhas RC equivalentes à EDA do modelo de Fourier.	47
Figura 2.8 – Modelo do IGBT implementado no Simulink (Palmer 2002).	48
Figura 2.9 – Distribuição dos portadores: (a) modelo de Fourier (b) ATLAS (Palmer 2003).	49
Figura 2.10 – Ilustração do erro no cálculo de V_{ce} no modelo de Fourier: (a) e (b) com diferentes pontos de amostragem (Kang 2003a).	49
Figura 2.11 – Distribuição dos nós num modelo lumped-charge.	50
Figura 2.12 – Nós e elementos finitos num domínio discretizado.	56
Figura 2.13 – Funções de base lineares (simplex).	57
Figura 2.14 – Circuito eléctrico equivalente da EDA pelo MEF.	61
Figura 3.1 – Panorama do domínio de aplicação de vários semicondutores de potência (Powerex 2005).	69
Figura 3.2 – Símbolos do IGBT.	69
Figura 3.3 – Estrutura física de metade da célula de um NPT-IGBT e respectivo circuito equivalente.	70
Figura 3.4 – Circuito equivalente simplificado do IGBT.	70
Figura 3.5 – Estruturas NPT e PT do IGBT.	71
Figura 3.6 – Circulação de portadores num IGBT (Semikron 2004).	72
Figura 3.7 – Circuito eléctrico equivalente do NPT-IGBT.	73
Figura 3.8 – Parte bipolar do NPT-IGBT.	75
Figura 3.9 – Circuito eléctrico equivalente de um elemento finito.	78
Figura 3.10 – Circuito eléctrico equivalente da EDA pelo MEF.	78
Figura 3.11 – Distribuição dos portadores na fase de desenvolvimento da região de depleção do IGBT.	79
Figura 3.12 – Fluxo de portadores numa junção p^+/n^- .	80
Figura 3.13 – Componente MOS do IGBT (notações MOS).	83
Figura 3.14 – Localização e formação das capacidades MOS em função das tensões.	84
Figura 3.15 – Ilustração das quedas de tensão do IGBT.	85
Figura 3.16 – Aproximação de $p(x)$ no cálculo da queda de tensão V_{Ω} .	87
Figura 3.17 – Diagrama da parte bipolar do PT-IGBT.	88
Figura 3.18 – Circuito eléctrico equivalente de um elemento finito.	92
Figura 3.19 – Subcircuito que implementa uma malha RC (um elemento finito).	92

Figura 3.20 – Circuito que implementa a EDA com 9 elementos.	93
Figura 3.21 – Subcircuito que implementa as condições fronteira.	94
Figura 3.22 – Subcircuito que implementa o cálculo das fronteiras da zona n^- .	95
Figura 3.23 – Subcircuito que implementa a corrente no canal MOS.	96
Figura 3.24 – Subcircuito que implementa as capacidades MOS.	96
Figura 3.25 – Implementação da quedas de tensão ao longo do IGBT.	97
Figura 3.26 – Modelo global do NPT-IGBT.	98
Figura 4.1 – Distribuição das capacidades MOS ($V_{gs} = 0$ e V_{ds} elevado).	107
Figura 4.2 – Curva típica de carga da porta (BUP203).	109
Figura 4.3 – Curva característica de saída típica de um IGBT.	110
Figura 4.4 – Determinação do ganho de corrente bipolar β .	111
Figura 4.5 – Diagrama ilustrando o procedimento de extracção.	112
Figura 4.6 – Componentes DC e transitória do procedimento de extracção.	119
Figura 4.7 – Curva característica de saída típica de um IGBT.	120
Figura 4.8 – Curvas de comutação típicas de um IGBT em a) entrada e b) saída de condução.	120
Figura 4.9 – Ilustração de problemas no sincronismo das formas de onda.	122
Figura 4.10 – Ilustração de um sincronismo por V_{GE} .	122
Figura 4.11 – Algoritmo Simulated Annealing.	124
Figura 4.12 – Fluxograma e pseudocódigo do algoritmo simulated annealing.	131
Figura 4.13 – Interface gráfica em MATLAB para a extracção dos parâmetros.	132
Figura 4.14 – Integração entre o ambiente de optimização e o simulador.	132
Figura 4.15 – Circuito de teste com carga resistiva.	134
Figura 4.16 – Evolução da função objectivo na optimização DC do IGBT A.	135
Figura 4.17 – Evolução dos parâmetros h_p (10^{-14} cm ⁴ /s) e A (cm ²) na optimização DC do IGBT A.	135
Figura 4.18 – Optimização DC do IGBT A – Característica de saída simulada e experimental.	136
Figura 4.19 – Evolução da função objectivo na optimização transitória do IGBT A.	137
Figura 4.20 – Evolução dos parâmetros W_B e C_{oxd} na optimização transitória do IGBT A.	137
Figura 4.21 – Optimização transitória do IGBT A – V_{CE} simulado e experimental no turn-off.	138
Figura 4.22 – Evolução da função objectivo na optimização DC do IGBT B.	139
Figura 4.23 – Optimização DC do IGBT B – Característica de saída simulada e experimental.	140
Figura 4.24 – Evolução da função objectivo na optimização transitória do IGBT B.	141
Figura 4.25 – Evolução dos parâmetros C_{gs} e C_{oxd} na optimização transitória do IGBT B.	141
Figura 4.26 – Optimização transitória do IGBT B – V_{CE} e I_C simulados e experimentais no turn-off.	142
Figura 4.27 – Evolução da função objectivo na optimização DC do IGBT C.	143
Figura 4.28 – Evolução dos parâmetros K_p e K_f na optimização DC do IGBT C.	144
Figura 4.29 – Optimização DC do IGBT C – Característica de saída simulada e experimental.	144
Figura 4.30 – Evolução da função objectivo na optimização transitória do IGBT C.	146
Figura 4.31 – Evolução dos parâmetros C_{oxd} e V_{td} na optimização transitória do IGBT C.	146

Figura 4.32 – Optimização transitória do IGBT C – V_{CE} e I_C simulados e experimentais no turn-off.	147
Figura 4.33 – Relação entre N_B e W_B para várias realizações do algoritmo.	148
Figura 5.1 – Circuito de teste com carga resistiva.	150
Figura 5.2 – Curva característica de saída experimental (esquerda) e simulada (simulada) do IGBT 1.	150
Figura 5.3 – Tensão porta-emissor experimental (a) e simulada (b) do IGBT 1 para várias resistências de porta.	151
Figura 5.4 – Tensão colector-emissor experimental (a) e simulada (b) do IGBT 1 para várias resistências de porta.	151
Figura 5.5 – Corrente de colector experimental (a) e simulada (b) do IGBT 1 para várias resistências de porta.	151
Figura 5.6 – Característica de saída do fabricante (esquerda) e simulada (direita) do IGBT 2.	153
Figura 5.7 – V_{GE} (1), I_C (2) e V_{CE} (3) experimentais e simulados na entrada em condução (IGBT 2).	154
Figura 5.8 – V_{GE} (1), I_C (2) e V_{CE} (3) experimentais e simulados na saída de condução (IGBT 2).	154
Figura 5.9 – Transitórios de abertura (a) e de fecho (b) experimentais e simulados (carregado) (IGBT A).	157
Figura 5.10 – Distribuição 3D da concentração de portadores no turn-off ($R_G = 7.92 \text{ k}\Omega$).	158
Figura 5.11 – Distribuição 2D da concentração de portadores no turn-off ($R_G = 7.92 \text{ k}\Omega$).	158
Figura 5.12 – Transitórios de abertura experimentais (carregado) e simulados: $R_G = 100 \text{ }\Omega$ (IGBT B).	159
Figura 5.13 – Transitórios de fecho experimentais (carregado) e simulados: $R_G = 100 \text{ }\Omega$ (IGBT B).	159
Figura 5.14 – Transitórios de fecho experimentais (carregado) e simulados: $R_G = 300 \text{ }\Omega$ (IGBT B).	160
Figura 5.15 – Transitórios de abertura experimentais (carregado) e simulados: $R_G = 300 \text{ }\Omega$ (IGBT B).	160
Figura 5.16 – Perdas de potência instantâneas experimentais (a carregado) e simuladas no turn-off para $R_G = 100 \text{ }\Omega$ (esquerda) e $R_G = 300 \text{ }\Omega$ (direita) (IGBT B).	161
Figura 5.17 – Detalhe da tensão colector-emissor na entrada (esquerda) e saída (direita) de condução (IGBT B).	161
Figura 5.18 – Transitórios de abertura experimentais (carregado) e simulados (IGBT C).	162
Figura 5.19 – Transitórios de fecho experimentais (carregado) e simulados (IGBT C).	162

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Resumo da classificação de modelos	39
Tabela 2.2 – Características de alguns esquemas de MDF.	54
Tabela 2.3 – Cenários para o cálculo do passo de tempo máximo.	56
Tabela 4.1 – Parâmetros do modelo NPT-IGBT.	102
Tabela 4.2 – Distribuição dos parâmetros pelas duas fases do procedimento de extracção.	119
Tabela 4.3 – Estimativa inicial dos parâmetros do modelo do IGBT A.	134
Tabela 4.4 – Condições e resultado final na optimização DC do IGBT A.	136
Tabela 4.5 – Condições e resultado final na optimização transitória do IGBT A.	137
Tabela 4.6 – Estimativa inicial dos parâmetros do modelo do IGBT B.	138
Tabela 4.7 – Condições e resultado final na optimização DC do IGBT B.	139
Tabela 4.8 – Condições e resultado final na optimização transitória do IGBT B.	141
Tabela 4.9 – Estimativa inicial dos parâmetros do modelo do IGBT C.	142
Tabela 4.10 – Condições e resultado final na optimização DC do IGBT C.	144
Tabela 4.11 – Condições e resultado final na optimização transitória do IGBT C.	145
Tabela 5.1 – Erro relativo percentual de alguns parâmetros de comutação (IGBT A).	156
Tabela 5.2 – Erro relativo percentual de alguns parâmetros de comutação (IGBT B).	160
Tabela 5.3 – Erro relativo percentual de alguns parâmetros de comutação (IGBT C).	163

Lista de Símbolos

Símbolo	Descrição	Unidade	Valor
A	Área total	cm ²	—
A_{ds}	Área dreno-fonte	cm ²	—
A_{gd}	Área porta-dreno	cm ²	—
V_{br}	Tensão de ruptura	V	—
BV_f	Coeficiente de multiplicação da tensão de ruptura	—	—
BV_n	Coeficiente de avalanche	—	—
C_{ds}	Capacidade dreno-fonte	F	—
C_{gd}	Capacidade porta-dreno	F	—
C_{gdj}	Capacidade de depleção porta-dreno	F	—
C_{gs}	Capacidade porta-fonte	F	—
C_{oxd}	Capacidade de depleção óxido porta-dreno	F	—
D	Constante de difusão ambipolar	cm ² /s	18
D_n	Constante de difusão de electrões	cm ² /s	39
D_p	Constante de difusão de lacunas	cm ² /s	11.7
E	Campo eléctrico	V	—
h, h_p	Parâmetros de recombinação	cm ⁴ /s	—
I_C	Corrente de colector	A	—
I_n, I_p	Corrente de electrões e lacunas	A	—
I_{mos}	Corrente do canal MOS	A	—
I_{sne}	Corrente de saturação de electrões no emissor	A	—
J_n, J_p	Densidade de corrente de electrões e lacunas	A/cm ²	—
k	Constante de Boltzmann	J/K	1.38×10 ⁻²³
K_f	Factor de transcondutância da região de tródo MOS	—	—
K_p	Transcondutância da região de saturação MOS	A/V ²	—
L	Indutância parasita	H	—
M	Factor de multiplicação por avalanche	—	—
n	Concentração de electrões	cm ⁻³	—
N_B	Concentração na base (nível de dopagem)	cm ⁻³	—
N_D, N_A	Concentração de dadores e receptores	cm ⁻³	—
n_i	Concentração intrínseca	cm ⁻³	1.45×10 ¹⁰
N_H	Nível de dopagem na <i>buffer layer</i>	cm ⁻³	—

Símbolo	Descrição	Unidade	Valor
p	Concentração de lacunas	cm ⁻³	—
q	Carga electrónica	C	1.6×10 ⁻¹⁹
V_{bi}	Potencial interno da junção	V	—
V_{CE}	Tensão colector-emissor	V	—
V_{ds}	Tensão dreno-fonte	V	—
V_{gd}	Tensão porta-dreno	V	—
V_{GE}	Tensão porta-emissor	V	—
V_{gs}	Tensão porta-fonte	V	—
V_{nsat}	Velocidade de saturação de electrões	cm/s	1.1×10 ¹⁰
V_{psat}	Velocidade de saturação de lacunas	cm/s	0.95×10 ¹⁰
$V_T (kT/q)$	Unidade termodinâmica	V	≈26×10 ⁻³
V_{Td}	Tensão de depleção porta-dreno	V	—
V_{th}	Tensão limiar de condução	V	—
W_B	Largura metalúrgica da base	cm	—
W_H	Largura metalúrgica da <i>buffer layer</i>	cm	—
x_b, x_r	Posições da fronteira da zona n^-	cm	—
β	Ganho de corrente bipolar	—	—
ε_{si}	Permitividade do silício	F/cm	1.05×10 ⁻¹²
μ_n	Mobilidade de electrões	cm ² /(Vs)	1500
μ_p	Mobilidade de lacunas	cm ² /(Vs)	450
θ	Factor de redução da transcondutância	V ⁻¹	—
τ	Tempo médio de vida dos portadores (zona n^-)	s	—
τ_H	Tempo médio de vida dos portadores (<i>buffer layer</i>)	s	—

Lista de Acrónimos

ABM	Analog Behavioral Modeling
BJT	Bipolar Junction Transistor
CAD	Computer Aided Design
CSTBT	Carrier Stored Trench Bipolar Transistor
EDA	Equação de Difusão Ambipolar
GTO	Gate Turn Off Thyristor
MDF	Método das Diferenças Finitas
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristor
MCT	MOS Controlled Thyristor
MEF	Método dos Elementos Finitos
MOS	Metal-Oxide Semiconductor
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
NPT	Non-Punch-Through
NQS	Non-Quasi-Static
PT	Punch-Through
SA	Simulated Annealing
SCR	Silicon Controlled Rectifier
VDMOS	Vertically Diffused MOS

1 Introdução

Neste Capítulo introdutório é feito um enquadramento do problema em análise. Nesse sentido apresentam-se as motivações que impulsionaram o trabalho, os objectivos propostos, as contribuições originais desta tese e a respectiva organização.

1.1 Motivações

Recentemente tem-se verificado um esforço considerável no desenvolvimento de modelos de semicondutores de potência. De facto, quer do lado académico, quer do lado das indústrias de produtos de simulação, é reconhecida a necessidade de aumentar os requisitos das metodologias CAD para o projecto de semicondutores de potência, bem como melhorar os modelos dos dispositivos de potência para a simulação de circuitos. Também a crescente competição internacional leva a que a inovação e o lançamento de novos produtos tenham prazos cada vez mais rígidos. Se associarmos a isto a tendência de sistemas de potência cada vez menores, mais leves e, fundamentalmente, mais baratos, será fácil concordar que as metodologias CAD assumem, por isso, um papel fundamental na previsão, precisa, da funcionalidade e fiabilidade de cada projecto de circuitos de potência.

Para isso, torna-se indispensável o desenvolvimento de modelos de semicondutores de potência, que reproduzam fielmente as características estáticas e dinâmicas dos dispositivos. Dessa forma será possível compreender melhor uma dada topologia, optimizá-la por simulação, analisar condições críticas de funcionamento, estudar a associação em série ou paralelo e simular topologias desconhecidas sem os riscos e os custos inerentes a uma abordagem experimental.

A simulação recorrendo a modelos físicos precisos torna-se assim relevante no projecto de circuitos, inclusive para os próprios fabricantes de semicondutores de potência, uma vez que, cada vez mais, as folhas de características dos dispositivos são elaboradas com recurso a resultados obtidos por simulação, e não experimentalmente.

Por outro lado, à medida que aumentam os requisitos das aplicações, tais como a frequência de comutação e a capacidade de suportar tensões e correntes cada vez mais elevadas, mais importantes se tornam questões como as perdas de potência, as quedas de tensão, os efeitos da temperatura, a influência da estrutura interna do dispositivo ou mesmo a compatibilidade electromagnética.

A estimação das perdas de potência é uma das principais razões para o uso da simulação, ao nível do dispositivo e do circuito, no projecto de sistemas de electrónica de potência. Estas perdas, que advêm na sua maioria das perdas dos dispositivos, são fundamentais para se conseguir frequências de trabalho cada vez mais elevadas (Bonnet 2003). A optimização destas perdas não é trivial porque existe um compromisso entre as perdas de condução e as perdas de comutação.

Acresce ainda a necessidade de ter em conta os efeitos causados pelas indutâncias parasitas presentes no circuito, dado que estas podem condicionar fortemente o comportamento dinâmico do circuito quando se trabalha com frequências de comutação elevadas.

O uso da simulação permite a realização de uma análise detalhada, relativamente à interacção de todos estes factores, sem recorrer a protótipos. De facto, a prototipagem é um processo que implica um investimento temporal e financeiro não desprezável, é bastante menos versátil, para além do risco inerente

a uma instalação física. A simulação torna-se indispensável para minimizar todos estes factores, e o uso de modelos físicos é fundamental, no sentido de garantir que as simulações sejam válidas numa gama alargada de condições de funcionamento.

O desafio que se coloca no desenvolvimento destes modelos resulta do facto de que os requisitos básicos serem, na sua maioria, opostos, como a precisão, o tempo de simulação, a convergência, a gama de validade ou acesso simplificado a parâmetros físicos. Acresce a isto o facto de os requisitos relativos aos fenómenos físicos a modelar nos dispositivos de potência serem cada vez superiores. Kraus *et al.* (Kraus 1998b) fazem referência a estes efeitos e à sua importância para os diferentes dispositivos de potência, sendo a modelação da distribuição dos portadores, na zona de suporte da tensão de bloqueio, considerada como o maior desafio que se coloca na construção de um modelo. Este é um dos fenómenos específicos dos dispositivos de potência, que domina o comportamento estático e dinâmico do semicondutor, e cujos modelos tradicionais, associados aos simuladores comerciais, não levam em consideração.

O estudo de todas estas questões através da simulação implica necessariamente modelos de elevada qualidade com capacidade de descrever com rigor os vários fenómenos em causa. As dificuldades referidas têm resultado na implementação de modelos de semicondutores em simuladores potentes mas também caros, sendo o SABER® um dos melhores exemplos. No entanto, o uso generalizado da simulação em electrónica de potência só será possível se forem disponibilizados à comunidade industrial modelos físicos precisos, passíveis de serem usados em simuladores genéricos de baixo custo, como os da família SPICE (Kraus 1998a; Palmer 1998).

Nos últimos anos tem-se assistido a alguns progressos, tendo sido publicados alguns modelos com compromissos razoáveis entre precisão e tempo de computação (Leturcq 1997; Busatto 2000; Palmer 2001; Kang 2002a; Iannuzzo 2004). Neste contexto, o trabalho desenvolvido nesta tese pretende contribuir para o avanço no estado da arte deste domínio, em particular na modelação de IGBTs.

1.2 Objectivos e contribuições originais

O primeiro objectivo deste trabalho consistiu no desenvolvimento de um modelo físico para IGBTs, com a capacidade de modelar eficazmente os principais fenómenos associados ao comportamento estático e dinâmico do dispositivo, e passível de ser implementado em simuladores genéricos de circuitos eléctricos, como os da família SPICE.

O segundo objectivo, como complemento do modelo obtido, centrou-se no desenvolvimento de um procedimento de extracção de parâmetros característicos do dispositivo. Geralmente, os processos de extracção clássicos mais precisos requerem uma estrutura experimental elaborada, com um conjunto de instrumentação implementada numa rede de comunicação, cujos dados obtidos são posteriormente utilizados em rotinas de ajuste e tratamento matemático. O procedimento desenvolvido permite uma extracção eficaz e precisa dos parâmetros, sem implicar ensaios exaustivos ou uma instalação experimental complexa.

Os dois objectivos foram atingidos com sucesso, pelo que as principais contribuições originais deste trabalho são:

O desenvolvimento de um modelo do IGBT com um bom compromisso entre precisão e tempo de simulação. O núcleo fundamental do modelo reside na solução da distribuição dos portadores na base do dispositivo (zona n^-), a qual é obtida pela resolução da equação de difusão ambipolar (EDA) através uma abordagem variacional com posterior minimização pelo Método dos Elementos Finitos. Esta metodologia permite a implementação do respectivo sistema de equações num simulador genérico de circuitos eléctricos, tendo já sido desenvolvidos modelos para o diódo e para o transistor bipolar de junção (Araújo 1997; Araújo 1998a; Araújo 1998b; Araújo 1998c).

O bom desempenho do modelo é conseguido devido à abordagem híbrida utilizada, que consiste numa componente numérica para modelar a zona da base (zona extensa e fracamente dopada, principal responsável pelo comportamento dinâmico do dispositivo) e uma componente analítica para as restantes zonas do dispositivo, permitindo descrever com rigor os fenómenos eléctricos e físicos do IGBT.

O desenvolvimento de um procedimento de extracção de parâmetros baseado em optimização. O procedimento baseia-se num algoritmo de optimização (Simulated Annealing) que, por comparação de resultados experimentais e de simulação, encontra um conjunto óptimo de parâmetros que minimiza uma dada função objectivo. Em cada iteração, o algoritmo analisa uma solução vizinha da solução actual, aceitando-a se for melhor. Caso contrário, a solução pode ainda ser aceite com uma dada probabilidade, permitindo assim escapar a óptimos locais.

O método é simples de implementar, converge para o mínimo mesmo sem uma boa estimativa inicial e requer apenas dois ensaios experimentais para implementar a função objectivo: um em regime permanente e outro em regime transitório, ambos com carga resistiva. Consegue-se assim um mecanismo de extracção pouco exigente em termos experimentais, de fácil implementação computacional e eficaz na qualidade dos resultados obtidos.

A conciliação desta duas componentes, modelo e processo de extracção, constituem um núcleo capaz de dar resposta às necessidades de um eficaz projecto de sistemas de electrónica de potência através das metodologias de CAD.

1.3 Organização do trabalho

Esta memória está dividida em seis Capítulos. No seguimento deste primeiro Capítulo, apresenta-se o estado da arte no que diz respeito à modelação de semicondutores bipolares de potência, com particular atenção para os IGBTs.

No terceiro Capítulo apresenta-se o modelo desenvolvido para o IGBT. As várias zonas constituintes do semicondutor e os respectivos fundamentos teóricos são expostos. Em particular, é descrita a abordagem utilizada para obter a solução da equação de difusão ambipolar, que descreve, em

grande medida, o comportamento dinâmico na zona fracamente dopada do semiconductor, e que constitui o núcleo do modelo. O Capítulo termina com a apresentação da implementação do modelo do IGBT num simulador de circuitos eléctricos: o IsSpice4TM (Intusoft 2004).

O quarto Capítulo é dedicado à problemática associada à extracção de parâmetros de modelos de IGBTs. Após uma revisão da literatura sobre o assunto, são apresentados alguns métodos clássicos de extracção. Posteriormente, é apresentado um novo procedimento para a extracção de parâmetros baseado em optimização. Assim, descreve-se a metodologia adoptada para a extracção, o algoritmo utilizado (Simulated Annealing) e a respectiva implementação. Os resultados relativos à aplicação do procedimento, a três IGBTs distintos, são apresentados.

A validação do modelo, e por inerência, do processo de extracção de parâmetros, é levada a cabo no quinto Capítulo. O Capítulo começa com uma descrição da instalação experimental desenvolvida para a realização dos ensaios, bem como dos circuitos de teste utilizados. Para além de uma validação preliminar, é apresentado um conjunto de resultados relativamente aos três IGBTs em estudo. A validação é realizada por comparação entre resultados experimentais e de simulação, através do erro associado a alguns parâmetros típicos de comutação das várias formas de onda. A gama de validade do modelo e a robustez do processo de extracção são aferidas utilizando várias condições de funcionamento.

Por fim, no Capítulo seis, são apresentadas as principais conclusões a retirar deste trabalho assim como as perspectivas de trabalho futuro.

2

Análise da modelação de IGBTs

O objectivo deste capítulo é fazer um enquadramento relativamente ao estado da arte em técnicas de modelação de semicondutores de potência, com especial ênfase nos modelos de IGBTs, e também justificar a abordagem utilizada nesta tese para o desenvolvimento de um novo modelo para o IGBT.

O sucesso do IGBT, inicialmente no domínio da baixa potência mas com posterior extensão para a média potência, resultou no desenvolvimento de um conjunto importante de modelos, associados a técnicas de modelação diversas, no sentido de cobrir os crescentes requisitos de modelação.

Para clarificar a análise os modelos são classificados de acordo com a sua base conceptual e uma análise qualitativa é feita no final do capítulo.

2.1 Introdução

A modelação de IGBTs é quase tão antiga quanto o próprio dispositivo. De facto, desde a invenção do IGBT em 1982, e durante as duas últimas décadas, foram publicados dezenas de artigos sobre este assunto. Para além das superiores características eléctricas que tornaram o IGBT uma referência no domínio da baixa/média potência, o sucesso comercial do IGBT deve-se também, em grande medida, à investigação realizada no domínio da modelação de semicondutores de potência em geral, e de IGBTs em particular, uma vez que permitiu uma compreensão mais rigorosa dos mecanismos internos do dispositivo.

O desafio que se coloca no desenvolvimento destes modelos, resulta da necessidade de se estabelecer um compromisso entre, fundamentalmente a precisão e o tempo de simulação. Naturalmente modelos mais precisos requerem normalmente mais esforço computacional, pelo que o objectivo primordial é conseguir um modelo preciso com o menor tempo de simulação possível. No entanto, há outros factores a ter em conta e que, em certa medida, podem definir o sucesso de um modelo, concretamente a gama de validade, a convergência, a disponibilidade de um procedimento para a extracção dos parâmetros e a facilidade de implementação nos vários simuladores.

Em última instância, e do ponto de vista prático, a área de aplicação ou o objectivo da simulação condicionam o tipo de modelo a utilizar e, por consequência, ferramenta de simulação. Numa análise ao nível do dispositivo, isto é, quando prevalece o estudo dos mecanismos internos do dispositivo semiconductor, em que se pretende estudar limites em termos de gradientes e picos de corrente e tensão, perdas de comutação e condução, influência da estrutura interna dos dispositivos ou a optimização das suas características internas, sacrifica-se o tempo de simulação a favor da precisão. Neste contexto são tipicamente usados simuladores (usualmente designado por “numéricos” por serem baseados no método das diferenças finitas ou no método dos elementos finitos), como ATLAS™ da Silvaco, TAURUS-MEDICI™ (futuro GEMINI-DESSIST™) da Synopsys ou PROPHET-PISCES da Universidade de Stanford (grupo TCAD). Dada a sua capacidade para simular fenómenos 2D e 3D, e pelo facto de serem muito exigentes em termos computacionais, estes simuladores são normalmente utilizados apenas pelos fabricantes de semicondutores. No outro extremo, em termos de aplicação, temos as análises ao nível do circuito, com um número importante de semicondutores, em que o objectivo é analisar o comportamento e as características de determinado conversor, tendo em conta o comportamento não linear dos interruptores, sendo por isso suficiente um modelo simplificado (normalmente R_{on}/R_{off}) para os semicondutores de potência. Este é conceito utilizado no simulador PSIM da Powersim. Entre estes dois extremos, há um conjunto de simuladores de uso genérico, dos quais se destaca os da família SPICE pela sua utilização generalizada no seio da comunidade científica e industrial e, mais recentemente, o simulador SABER®.

No entanto, devido ao aumento dos requisitos relativos aos fenómenos físicos a modelar nos

dispositivos de potência (Kraus 1998b), em particular a modelação da distribuição dos portadores (considerada como o maior desafio que se coloca na construção de um modelo preciso), verificou-se, nas últimas décadas, o aparecimento de um conjunto de publicações que tentam otimizar o compromisso precisão/tempo de simulação, com o objectivo de generalizar o uso de modelos cada vez mais precisos, baseados na física dos semicondutores, mas implementáveis em simuladores de uso comum. Os inúmeros modelos publicados na literatura, na área de semicondutores de potência, reflectem este vasto espectro de requisitos (Fatemizadeh 1993; Goebel 1994; Hefner 1994a; Metzner 1994; Morel 1994; Leturcq 1997; Sigg 1997; Strollo 1997b; Araújo 1998a; Kraus 1998a; Li 1998; Busatto 2000; Igic 2002).

Assim, neste capítulo, é feita uma análise das várias abordagens de modelação. Embora estas sejam comuns aos vários semicondutores de potência, será dada especial atenção aos modelos relativos aos IGBTs. Os modelos são classificados de acordo com o método de modelação, salientando-se os seus pontos fortes e fracos.

2.2 Classificação dos modelos

Na literatura encontram-se algumas tentativas de classificação dos modelos de acordo com a técnica de modelação utilizada (Kraus 1998b; Tan 1999; Sheng 2000). A variedade de abordagens e terminologias possíveis torna complexa a classificação. A Tabela 2.1 resume as classificações utilizadas nas citações referidas bem como a utilizada nesta tese.

Tabela 2.1 – Resumo da classificação de modelos

Nesta tese		Sheng (IGBTs)	Tan (Díodos)		Kraus (Genérico)
Empírico		Empírico Semi-matemático	Macromodelo		Funcional
Analítico	Carga distribuída	Matemático	Micromodelo	Analítico	Sol. aproximada
	Transformação <i>Lumped-charge</i>				Transformação Lumped
Híbrido		Semi-numérico	Micromodelo	Híbrido	Sol. numérica
Numérico		-		Numérico	

A descrição é apresentada de seguida, utilizando algumas referências como exemplo, em particular aquelas consideradas mais relevantes no contexto da modelação de IGBTs. Assim, a análise que se segue não deve ser entendida como uma compilação exaustiva de modelos publicados na literatura. Para esse efeito recomenda-se a leitura de (Sheng 2000).

2.2.1 Modelos empíricos

Os modelos empíricos, também designados por modelos comportamentais, tratam o dispositivo como uma caixa negra cujo comportamento exterior é observado sem entrar em consideração com a sua natureza geométrica e física nem com os efeitos específicos que ocorrem no interior do dispositivo.

Uma abordagem corrente é o uso de tabelas (Wong 1997) onde são registados dados relativos a medições e/ou cálculos, que posteriormente são usados em simulações. Este método é eficaz para uma análise em regime estacionário mas limitado para descrever as várias condições dinâmicas possíveis e as diferentes topologias de circuito possíveis.

Porventura o método mais usado nos modelos empíricos é o ajuste de curvas (*curve fitting*) com recurso a expressões empíricas, definidas arbitrariamente ou por suposições intuitivas inspiradas na física dos semicondutores. Essas expressões tentam descrever de uma forma simples o comportamento externo observado, relacionando directamente a tensão e corrente de saída. Algumas variáveis são depois adicionadas e relacionadas para descrever os efeitos dinâmicos. Em (Mihalic 1995) os coeficientes de algumas expressões definidas são calculados por uma regressão polinomial. Em (Hsu 1996a) e (Oh 2001) o IGBT é descrito por uma configuração de Hammerstein incluindo um bloco estático, não linear, seguido por um bloco linear dinâmico. Os parâmetros do sistema são extraídos por ajuste polinomial, com base em resultados experimentais ou com resultados simulados de modelos físicos. Em (Blaabjerg 1996) foi desenvolvido um modelo fundamentalmente para a estimação das perdas. Estas são relacionadas com a tensão, corrente e temperatura e as respectivas constantes são extraídas aplicando um ajuste aos dados experimentais medidos (característica de saída e perdas de comutação). Em (Monti 1996) o IGBT foi modelado utilizando lógica difusa.

Algumas abordagens, não totalmente empíricas, usam modelos convencionais (MOS e BJT) disponíveis no SPICE aos quais são acrescentados outros componentes para modelar os efeitos específicos do IGBT (modulação da condutividade, capacidades não lineares, efeito da tensão na “cauda” da corrente de saída, etc.), tentando assim incluir alguma física na descrição dos modelos. Daqui resulta a designação de modelos semi-matemáticos utilizada em (Sheng 2000). Estes modelos (Sheng 1996; Raciti 1998) apresentam uma estrutura que consiste na divisão clássica dos fenómenos do IGBT em duas componentes (MOS e BJT), com componentes auxiliares como fontes de corrente/tensão controladas para representar os efeitos NQS.

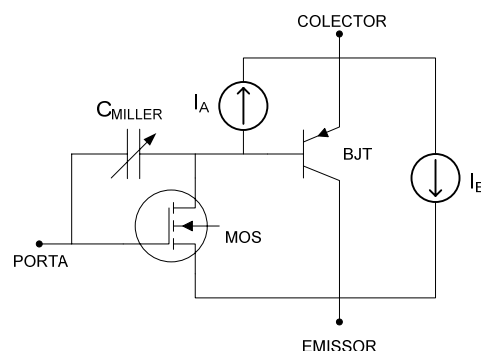


Figura 2.1 – Estrutura clássica de um modelo de IGBT simplificado.

A Figura 2.1 ilustra o exposto. A fonte I_B representa o efeito causado pela redistribuição das cargas no interior da base durante as comutações de abertura e fecho. A fonte I_A é controlada por um circuito

que resolve a equação de controlo de carga:

$$I_Q = \frac{Q}{\tau} + \frac{dQ}{dt} \quad (2.1)$$

e que, tipicamente, tem a estrutura da Figura 2.2:

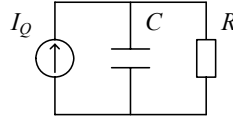


Figura 2.2 – Subcircuito equivalente à equação de controlo de carga.

Utilizando a relação $Q = C.V$ (com $C = 1 \text{ nF}$) a carga Q é uma imagem da tensão no circuito, sendo o termo Q/τ da equação (2.1) modelado pela corrente na resistência R e a derivada temporal de Q modelada pela corrente do condensador C ($I = C.dV/dt$).

O efeito da capacidade não linear de Miller é representado pelo condensador C_{miller} implementado normalmente por uma fonte controlada ou dispositivos activos.

2.2.2 Modelos analíticos

Os modelos analíticos são modelos baseados, quase na sua totalidade, num conjunto de equações associadas à física interna dos semicondutores. A principal equação que descreve o transporte das cargas na região de armazenamento (região n^-) é a EDA:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = D \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{p}{\tau} \quad (2.2)$$

em que p é a concentração dos portadores (electrões e lacunas), D é a constante de difusão ambipolar e τ é o tempo médio de vida dos portadores. Esta equação resulta das equações de continuidade de corrente e de densidade de corrente em condições de quasi-neutralidade¹ e injeção de alto nível ($p \approx n$). Esta abordagem assume também que o transporte das cargas é unidimensional (Debrrie 1996; Berraies 1998; Palmer 2003), sendo um pressuposto comumente aceite e suportado pela evidência de resultados numéricos 2D, como se mostra na Figura 2.3:

¹ Os potenciais quasi-Fermi de electrões e lacunas são iguais em ambos os lados da junção.

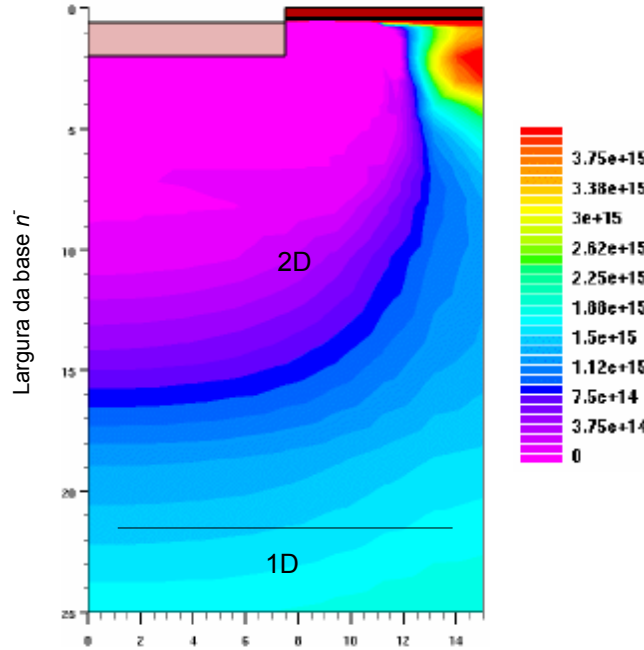


Figura 2.3 – Distribuição da concentração de portadores em 25 μm (total de 300 μm) do IGBT (Palmer 2003).

Note-se que na figura está representada a distribuição da concentração em apenas $\approx 10\%$ da área do semiconductor, isto é, os primeiros 25 μm num total de 300 μm . A partir de ≈ 20 μm , praticamente não existe variação horizontal da concentração, indicando que o processo de condução é essencialmente vertical. Os efeitos 2D são mais evidentes na zona próxima da porta, zona onde se processa o transporte de cargas no canal MOS.

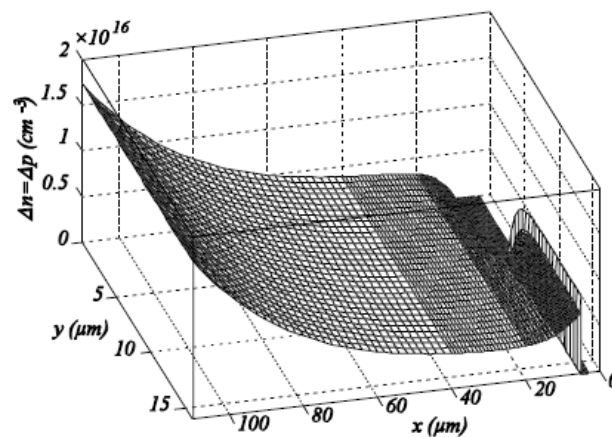


Figura 2.4 – Distribuição 2D da concentração de portadores em condução directa (Sheng 1999b).

A Figura 2.4 é elucidativa a esse respeito. De facto, analisando a zona do lado do cátodo (emissor) do IGBT ($x = 0$), a concentração junto à junção base n^-/p^+ body ($0 < y < 5$) é menor do que a concentração na zona da parte inferior da porta ($5 < y < 15$), uma vez que n^-/p^+ está inversamente polarizada.

Uma vez que a equação (2.2) não tem solução analítica exacta para o caso geral, são usadas diversas aproximações ou simplificações para obter a respectiva solução, daqui resultando um vasto conjunto de abordagens, divididas, de grosso modo, em três grupos:

- Modelos de carga distribuída (2.2.2.1);
- Modelos de transformação (2.2.2.2);
- Modelos *Lumped-charge* (2.2.2.3).

2.2.2.1 Modelos analíticos de carga distribuída

Os modelos de carga distribuída são baseados na descrição dos efeitos NQS, ou seja, a relação entre a corrente e a carga armazenada em regime permanente não é a mesma no regime transitório. Nestes modelos, as componentes MOS e bipolar são implementadas por circuitos eléctricos equivalentes às equações associadas a essas zonas e não por modelos convencionais disponíveis nos simuladores.

Genericamente, a aproximação $\hat{p}(x,t)$ para a distribuição $p(x,t)$ usada neste contexto tem a forma:

$$p(x,t) \approx \hat{p}(x,t) = p_0(x) + \sum_i \alpha_i(t) N_i(x) \quad (2.3)$$

em que $p_0(x)$ é a distribuição em regime estático (obtida de (2.2) com $\partial p / \partial t = 0$) e o somatório é uma representação da dinâmica das cargas. As funções de base (ou de teste) $N_i(x)$ podem ser funções polinomiais, trigonométricas, etc., e os respectivos coeficientes $\alpha_i(t)$ são calculados de modo a obter uma boa aproximação.

Como exemplo, em (Igic 2002) a concentração de portadores é aproximada utilizando duas funções de base exponenciais para o regime estacionário (2.4) e sete para o transitório.

$$p(x,t) \approx Ae^{x/\sqrt{D\tau}} + Be^{-x/\sqrt{D\tau}} \quad (2.4)$$

Uma abordagem sistemática possível é o uso de métodos variacionais¹, como o método de Galerkin usado em (Fatemizadeh 1993), que utiliza funções lineares e funções tipo seno. A formulação do método de Galerkin estabelece que a média pesada dos resíduos deve ser nula. Sendo $G_i(x)$ as funções peso temos:

$$\int_{x=0}^W \left(\frac{\partial \hat{p}}{\partial t} - D \frac{\partial^2 \hat{p}}{\partial x^2} + \frac{\hat{p}}{\tau} \right) G_i(x) dx = 0 \quad (2.5)$$

Esta relação, em conjunto com a aproximação (2.3), resulta num sistema de equações diferenciais ordinárias para a determinação dos coeficientes $\alpha_i(t)$.

Outra forma de obter uma solução de (2.2) é aproximar a derivada temporal utilizando o processo de separação de variáveis:

¹ Estes métodos são descritos com mais detalhe no ponto 2.2.4.2 no contexto dos modelos baseados no Método dos Elementos Finitos.

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \sum_i \alpha_i(t) N_i(x) \quad (2.6)$$

A solução de (2.6) tem a mesma forma de (2.3). No caso mais simples apenas um termo $N_i(\mathbf{x})$ é usado como no conhecido modelo de Hefner (Hefner 1988; Hefner 1990a; Hefner 1990b; Hefner 1991).

De facto, o modelo de Hefner (representado pelo circuito equivalente da Figura 2.5) é considerado uma referência, não só porque foi um dos primeiros modelos do IGBT, mas porque é disponibilizado em algumas ferramentas de simulação.

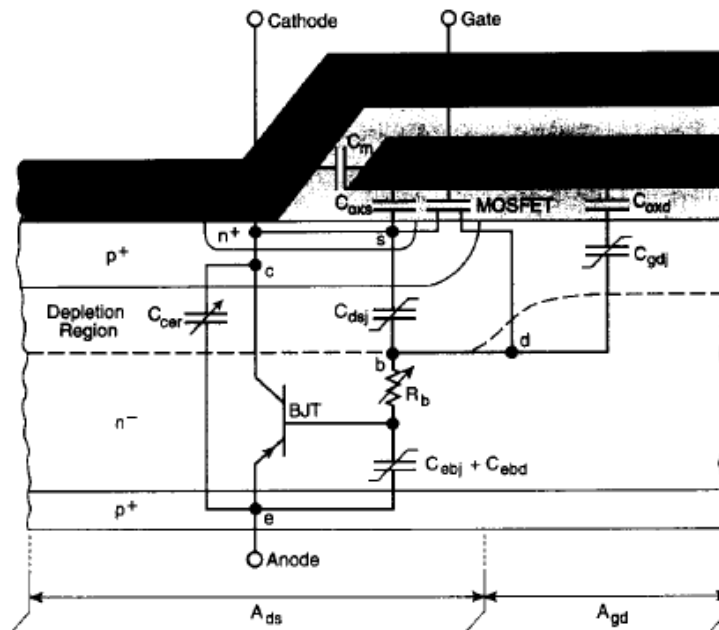


Figura 2.5 – Circuito equivalente do modelo de Hefner para NPT-IGBTs (Hefner 1994a).

Em (Hefner 1994a) o modelo foi implementado no SABER e em (Mitter 1994) no IG-SPICE. O modelo foi expandido para estruturas PT em (Hefner 1995). Em (Hefner 1993; Hefner 1994b) foi desenvolvido um modelo electro-térmico. Em (Ammous 2000) o modelo de Hefner foi expandido com um modelo 2D para a parte térmica.

Apesar de tudo, o modelo de Hefner apresenta algumas limitações:

- Assume-se que a corrente no canal MOS desaparece instantaneamente no início da saída de condução (Sheng 1999b);
- O tempo médio de vida dos portadores é assumido como infinito embora um valor finito seja usado na equação de controlo de carga (Sheng 1999b);
- Como os efeitos NQS são modelados por uma corrente de redistribuição que assume uma distribuição linear dos portadores, o modelo exhibe alguns problemas na descrição do comportamento dinâmico para tensões de bloqueio elevadas (Busatto 2000).

Um modelo referido na literatura com alguma frequência é o modelo de Kraus *et al.* (Kraus 1998a). Aqui a derivada temporal da EDA é aproximada por um polinómio mas são utilizados parâmetros adicionais de ajuste reduzindo a sua consistência física (Leturcq 1999).

Os modelos de Hefner e Kraus foram comparados em (Githiari 1999). Os modelos revelaram precisões semelhantes mas o modelo de Hefner mostrou-se mais robusto, sendo mais imune a problemas de convergência.

O modelo de Kraus foi melhorado em (Azar 2004) incluindo a dependência térmica de alguns parâmetros físicos bem como alguns efeitos, como o efeito do díodo p-i-n e o efeito do tiristor parasita. O efeito do díodo p-i-n aumenta a concentração de portadores junto à região de acumulação na zona de sobreposição porta-dreno¹. Este aumento deve-se à recombinação de electrões/lacunas nas proximidades da junção entre a zona de acumulação e a base n^- , diminuindo a resistência no estado de condução e, como tal, aumentando a corrente. A característica de saída vem assim afectada, especialmente para IGBTs com uma zona de acumulação considerável como é o caso dos *Trench* IGBT (Udrea 1995; Azar 2004). O efeito p-i-n é modelado através de um parâmetro extra definido como a relação entre a área de acumulação e a área total. Este parâmetro é incluído na condição fronteira p^+/n^- , representando a proporção de lacunas injectadas no emissor que recombinam com electrões injectados pela zona de acumulação, alterando assim eficiência de injeção do emissor.

Os mesmos efeitos 2D são implementados em (Sheng 1999a) mas desta feita resolvendo a EDA a duas dimensões no espaço e em regime estacionário. Para o regime transitório o modelo é equivalente ao modelo de Hefner.

Uma última aproximação usada por certos autores (Kraus 1993; Sigg 1997) consiste em considerar um tempo médio de vida dos portadores infinito, eliminando assim o termo p/τ na EDA (2.2). Nestas condições, a EDA tem a forma da conhecida equação do calor, sendo possível obter a sua solução mesmo para fronteiras móveis (Sigg 1997).

2.2.2.2 Modelos analíticos de transformação

Os modelos de transformação são assim designados por utilizarem as conhecidas Transformadas de Laplace ou de Fourier, para resolver as equações diferenciais analiticamente. Embora estes métodos possam resultar em soluções exactas, com algumas restrições nas condições fronteira, na prática as soluções representam uma aproximação uma vez que as soluções consistem em séries infinitas. As duas abordagens são descritas a seguir.

2.2.2.2.1 Modelos analíticos com Transformadas de Laplace

Nesta técnica a equação de difusão é convertida para o 'domínio s'. Esta abordagem é rigorosa apenas se a fronteira da região em causa for fixa (Kraus 1998b; Leturcq 1999). Este é o caso em certas

¹ Esta região é também designada por p-i-g porque a porta actua como uma zona n^+ .

Esta abordagem foi proposta por Strollo em (Strollo 1994; Strollo 1997a) para díodos p-i-n e em (Strollo 1997b) para IGBTs. A aplicação da transformada de Laplace à EDA em ordem ao tempo resulta numa equação diferencial ordinária para $P(x,s)$ cuja solução pode ser representada por uma malha RC. Os elementos dessa malha (Figura 2.6) são normalmente calculados recorrendo a uma aproximação da solução de $P(x,s)$ por expansão em série de Taylor ou através de uma aproximação de Padé.



2.2.2.2.2 Modelos analíticos com Transformada de Fourier

$$p(x, t) = v_0(t) + \sum_{k=1}^{\infty} v_k(t) \cos \left[\frac{k\pi(x - x_1)}{x_2 - x_1} \right] \quad (2.7)$$

46

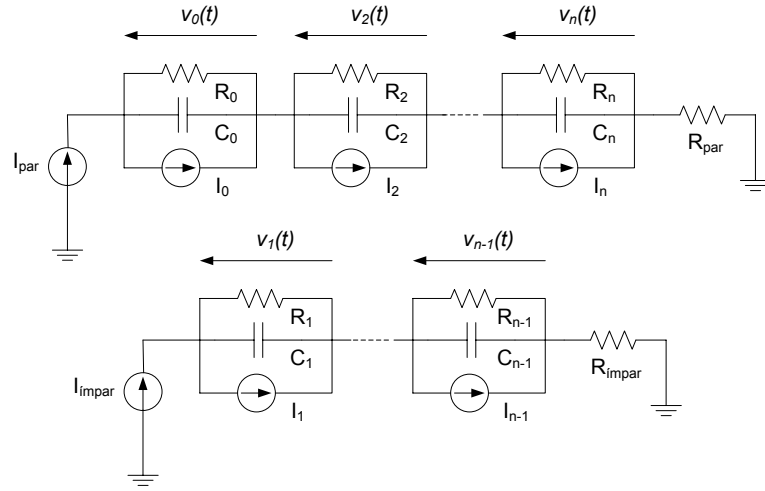


Figura 2.7 – Linhas RC equivalentes à EDA do modelo de Fourier.

Cada malha RC é constituída por uma resistência e um condensador variável, uma vez que estes são função da largura da zona de armazenamento de carga ($x_2 - x_1$):

$$k=0 \rightarrow \begin{cases} C_0 = x_2 - x_1 \\ R_0 = \frac{\tau}{x_2 - x_1} \end{cases} \quad k \neq 0 \rightarrow \begin{cases} C_k = \frac{x_2 - x_1}{2} \\ R_k = \frac{2}{x_2 - x_1} \frac{1}{\frac{1}{\tau} + \frac{k^2 \pi^2 D}{(x_2 - x_1)^2}} \end{cases} \quad (2.8)$$

e por uma fonte de corrente representando o deslocamento das fronteiras x_1 e x_2 :

$$I_k = \frac{v_k}{4} \frac{d(x_2 - x_1)}{dt} + \sum_{n=1, (n \neq k)}^{\infty} \frac{n^2 v_n}{n^2 - k^2} \left(\frac{dx_1}{dt} - (-1)^{k+n} \frac{dx_2}{dt} \right) \quad (2.9)$$

As duas linhas RC são alimentadas por duas fontes de corrente (I_{par} e I_{impar}) cujos valores são definidos pelas condições fronteira:

$$\begin{aligned} I_{par} &= D \left(\left. \frac{\partial p}{\partial x} \right|_{x_2} - \left. \frac{\partial p}{\partial x} \right|_{x_1} \right) \\ I_{impar} &= -D \left(\left. \frac{\partial p}{\partial x} \right|_{x_2} + \left. \frac{\partial p}{\partial x} \right|_{x_1} \right) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Como a série (2.7) é infinita, em termos práticos a série é truncada de tal forma que a constante de tempo da última malha seja inferior à escala de tempo necessária para observar o fenómeno. De forma a minimizar o erro de truncatura são adicionadas as resistências R_{par} e R_{impar} correspondendo ao valor acumulado das resistências em falta.

Com esta implementação, para além das características eléctricas externas, o modelo de Fourier permite conhecer o comportamento interno do dispositivo analisando a distribuição da concentração de portadores na região da base.

Com base nesta abordagem foram desenvolvidos modelos para o diódo (Massol 1993; Leturcq 1996), BJT (Gillet 1995), GTO (Kallala 1994) e para o IGBT (Debric 1996; Leturcq 1997), todos implementados no simulador ESACAP™.

Esta técnica tem sido impulsionada nos últimos anos pelas actividades de investigação desenvolvidas por um grupo da Universidade da Carolina do Sul (EUA). Palmer *et al.* (Palmer 2001; Kang 2002a) implementaram o modelo no simulador PSPICE® incluindo a dependência térmica de alguns parâmetros. Várias estruturas têm sido modeladas, nomeadamente, a estrutura clássica *punch-through* (Kang 2002a), a estrutura *trench-gate* (Santi 2001) incluindo efeitos electro-térmicos, a estrutura *field-stop* (Kang 2003d) e a 5ª geração do IGBT (CSTBT) (Kang 2003b). Outro dispositivo bipolar, o IGCT, foi também modelado por esta técnica em (Wang 2004a).

Uma questão normalmente relegada para segundo plano no desenvolvimento de modelos físicos é a determinação dos parâmetros do modelo. Uma das mais-valias dos modelos atrás referidos é que têm sido suportados por procedimentos para extracção dos parâmetros (Kang 2002b; Bryant 2003; Kang 2003c). Nesse contexto o modelo de Fourier foi implementado no MATLAB/Simulink® (Figura 2.8) (Palmer 2002).

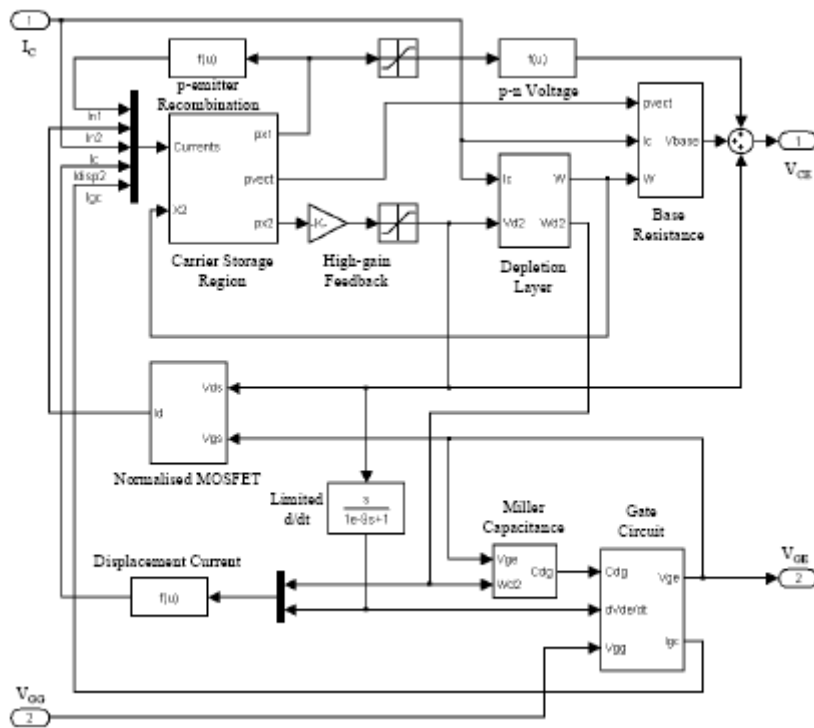


Figura 2.8 – Modelo do IGBT implementado no Simulink (Palmer 2002).

Os resultados publicados neste conjunto de literatura têm evidenciado a eficácia desta abordagem na descrição do comportamento dinâmico de vários semicondutores de potência. Regra geral, o modelo tem sido capaz de reproduzir fielmente as características de tensão e corrente com um bom compromisso entre precisão e tempo de simulação. Apesar disso, a abordagem tem como ponto fraco o facto de

apresentar algumas oscilações (Figura 2.9) na distribuição da concentração de portadores no início da descida rápida da corrente de collector (Kang 2003a; Palmer 2003).

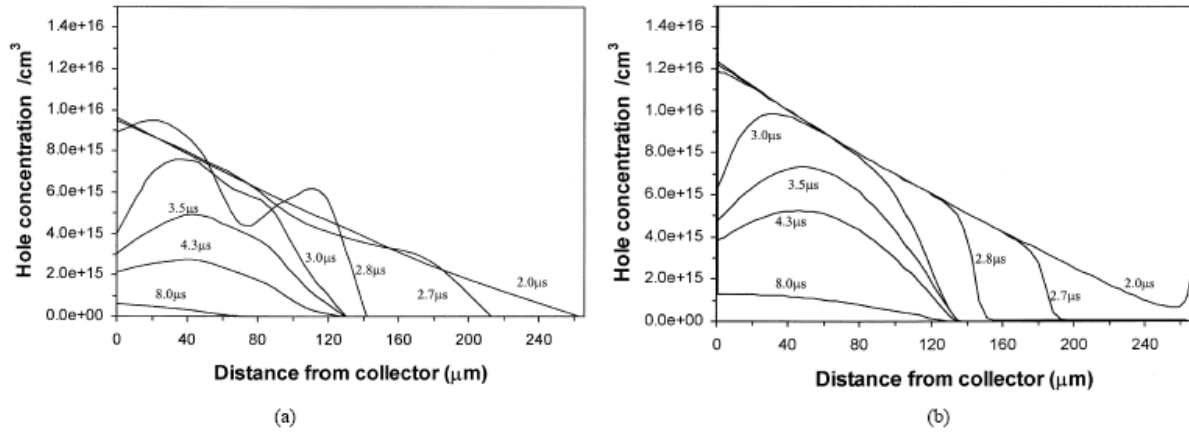


Figura 2.9 – Distribuição dos portadores: (a) modelo de Fourier (b) ATLAS (Palmer 2003).

Esta situação está relacionada com a truncatura da série de Fourier (fenómeno de *Gibb*) originando alguns problemas no cálculo da tensão de saída, como os relatados em (Kang 2003a). A Figura 2.10 apresenta o erro no cálculo da tensão collector-emissor. O erro é evidente, em particular na zona em que a queda de tensão na base é dominante.

De facto, a queda de tensão na base depende de uma correcta modelação do efeito de modulação da condutividade e, como tal, da precisão com que é calculada a distribuição dos portadores.

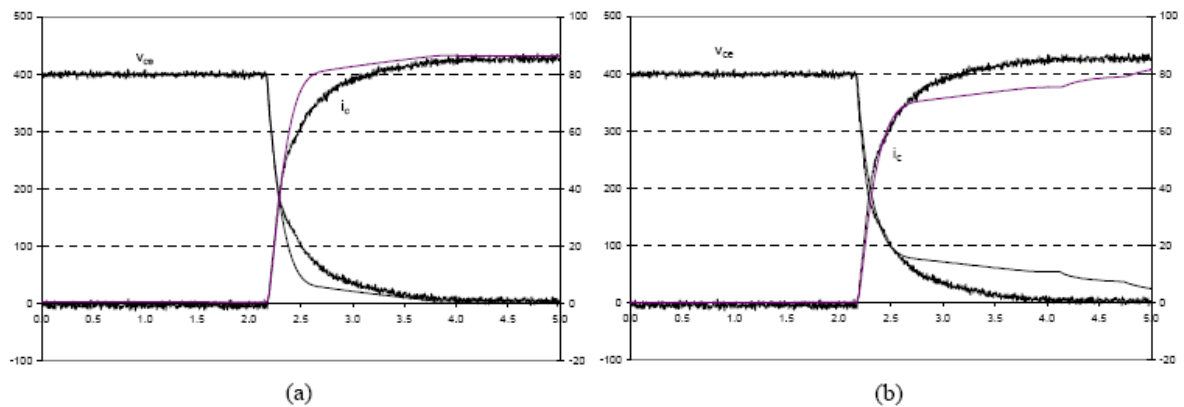


Figura 2.10 – Ilustração do erro no cálculo de V_{ce} no modelo de Fourier: (a) e (b) com diferentes pontos de amostragem (Kang 2003a).

2.2.2.3 Modelos *lumped-charge*

A técnica *lumped-charge* nasceu da abordagem proposta por Linvill (Linvill 1958) em conjunto com o método de controlo de carga (Ma 1994). A técnica foi sendo aplicada ao longo dos anos a diversos dispositivos, existindo hoje em dia modelos para o díodo, SCR, GTO, MCT, MOSFET e IGCT. No que

diz respeito ao IGBT o primeiro modelo foi desenvolvido por Busatto *et al.* (Busatto 2000; Iannuzzo 2004).

Nesta abordagem a estrutura do dispositivo é dividida em regiões, caracterizadas por níveis de dopagem constante e/ou tempo médio de vida dos portadores constante, cada uma das quais com nós de armazenamento de carga e nós de ligação (Figura 2.11). O nó de armazenamento é responsável pelo armazenamento e recombinação da carga dos portadores e, normalmente, situa-se no centro da região; o nó de ligação, relacionando a tensão na junção com o nível de concentração de portadores, localiza-se na fronteira de duas regiões.

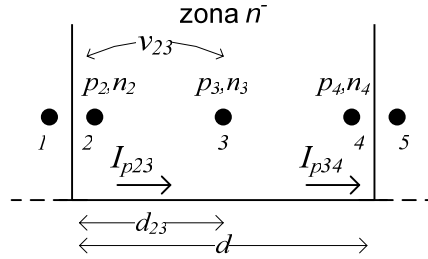


Figura 2.11 – Distribuição dos nós num modelo lumped-charge.

Considerando a equação de densidade de corrente de lacunas:

$$J_p = qp\mu_p E - qD_p \frac{\partial p}{\partial x} \quad (2.11)$$

o transporte de lacunas entre os nós 2 e 3 é aproximado por (Ma 1994):

$$J_{p23} = q \frac{p_2 + p_3}{2} \mu_p \frac{v_{23}}{d_{23}} - qD_p \frac{p_2 - p_3}{d_{23}} \quad (2.12)$$

Trabalhando a expressão anterior e fazendo:

$$\frac{p_2 + p_3}{2} \rightarrow p_3 \quad ; \quad T_{p23} = \frac{d_{23} \times d}{D_p} \quad ; \quad \phi_t = \frac{D_p}{\mu_p} \quad (2.13)$$

vem, para a corrente de lacunas entre os nós 2 e 3:

$$i_{p23} = A \left(\frac{q_{p3}}{T_{p23}} \frac{v_{23}}{\phi_t} + \frac{q_{p2} - q_{p3}}{T_{p23}} \right) \quad (2.14)$$

com $q_{p2} = Adp_2$ e $q_{p3} = Adp_3$. As restantes correntes são obtidas pelo mesmo processo.

A integração da equação de continuidade para as lacunas resulta em:

$$i_{p23} - i_{p34} = \frac{q_{p3} - Q_{p0}}{\tau_p} + \frac{dq_{p3}}{dt} \quad (2.15)$$

que não é mais do que a equação de controlo de carga. A carga total armazenada na região n^- é

aproximada pela carga (q_{p3}) no nó de armazenamento 3.

Os nós de carga são relacionados através das equações de neutralidade de carga em conjunto com as equações de Boltzmann, de Poisson e as Leis de Kirchhoff. Daqui resulta um conjunto de equações que não requerem um esforço computacional importante. As equações são válidas para todas as áreas de operação e não estão limitadas a casos especiais mas, como um baixo número de nós, apenas se consegue uma precisão média.

Em traços gerais esta técnica corresponde a um esquema de diferenças finitas, dado que a derivada espacial é representada por uma diferença de densidades de carga:

$$\frac{\partial p}{\partial x} \simeq \frac{\Delta p}{\Delta x} \quad (2.16)$$

Comparativamente às restantes técnicas, e no que diz respeito à precisão, esta abordagem situa-se entre os modelos empíricos e os modelos analíticos.

Uma das principais vantagens é a necessidade de um reduzido número de parâmetros, embora sejam necessários alguns parâmetros extra de ajuste, perdendo assim alguma consistência física (Leturcq 1999). Por outro lado, o modelo não permite o acesso às concentrações nos nós, ao contrário do modelo de Fourier e do modelo desenvolvido nesta tese.

2.2.3 Modelos numéricos

Os modelos numéricos são caracterizados por descreverem todo o semiconductor com recurso a métodos numéricos, nomeadamente o método das diferenças finitas ou o método dos elementos finitos. Dada a dificuldade de implementação do respectivo conjunto de equações em simuladores de uso genérico, foram desenvolvidos no passado simuladores “numéricos” (ATLAS™, TAURUS-MEDICI™, PROPHET-PISCES, etc.) com os requisitos necessários para tal implementação.

Dada a sua capacidade para simular fenómenos 2D e 3D, estes modelos são especialmente usados no projecto e optimização do semiconductor, analisando os efeitos causados pela variação da estrutura física e geométrica do dispositivo e pelas condições de operação. Por outro lado, permitem também a análise de grandezas não acessíveis por medição. A sua natureza totalmente física implica um conhecimento rigoroso de todos os parâmetros tecnológicos como o perfil de dopagem e as várias componentes geométricas.

Estas características, aliadas aos elevados tempos de simulação, tornam desadequado o uso corrente desta técnica, pelo que esta tem estado confinada aos fabricantes para investigação dos seus próprios produtos (Tan 1999). Além disso, o *output* dos referidos simuladores é normalmente o potencial e a distribuição das cargas, pelo que nem sempre disponibilizam directamente os resultados das tensões e correntes aos terminais do dispositivo.

O facto de, até à data, existir apenas um modelo numérico (Li 1998) implementado em simuladores

de uso genérico, ilustra bem a dificuldade de implementação atrás referida. Em (Li 1998) um modelo para díodos p-i-n foi implementado no SABER utilizando um esquema de diferenças finitas.

2.2.4 Modelos híbridos

Os modelos híbridos (ou semi-numéricos) tentam combinar as vantagens dos modelos analíticos e dos numéricos. A ideia de base é usar uma formulação precisa para modelar a zona mais importante dos semicondutores, a região menos dopada dos dispositivos bipolares (a base no caso do IGBT), responsável pelo suporte da tensão de bloqueio, e equações analíticas para as outras partes do dispositivo. Consegue-se assim uma simulação precisa do comportamento dinâmico, através da resolução numérica da EDA, sem os longos tempos de simulação característicos dos modelos numéricos. Esta abordagem é eficiente desde que as rotinas para a resolução da EDA possam ser incorporadas no código de programação dos simuladores de uso genérico, o que nem sempre tem sido conseguido.

Para a componente numérica são usadas as duas principais técnicas neste domínio: o Método das Diferenças Finitas (MDF) e o Método dos Elementos Finitos (MEF). Uma vez que o modelo desenvolvido nesta tese é um modelo híbrido, nos pontos seguintes é feita uma análise mais detalhada de cada uma das formulações e a sua aplicação no contexto da modelação de IGBTs.

2.2.4.1 Modelos híbridos com diferenças finitas

2.2.4.1.1 Teoria

No método das diferenças finitas, como em qualquer método numérico, o objectivo é obter a solução de determinada equação num conjunto discreto de pontos. Assim, é feita uma discretização do domínio resultando numa malha. Esta discretização produz um sistema algébrico de equações em que as incógnitas correspondem aos pontos de discretização.

Todo o esquema numérico é caracterizado por três importantes factores:

- Estabilidade: as soluções mantêm-se dentro de certos limites durante o processo;
- Convergência: a solução numérica tende para a solução real à medida que o espaçamento da malha e o passo temporal tendem para zero;
- Consistência: o erro de truncatura tende para zero à medida que o tamanho da malha e o passo de tempo tendem para zero.

1) Discretização espacial

Considerando as seguintes expansões em série de Taylor:

$$p(x_0 + h) = p(x_0) + h \frac{\partial p}{\partial x} + O(h^2) \quad (2.17)$$

$$p(x_0 - h) = p(x_0) - h \frac{\partial p}{\partial x} + O(h^2) \quad (2.18)$$

a derivada de ordem um pode ser aproximada usando diversos esquemas:

- Diferenças para a frente (progressiva) a partir de (2.17):

$$\frac{\partial p}{\partial x} = \frac{p(x_0 + h) - p(x_0)}{h} \quad (2.19)$$

- Diferenças para trás (regressiva) a partir de (2.18):

$$\frac{\partial p}{\partial x} = \frac{p(x_0) - p(x_0 - h)}{h} \quad (2.20)$$

- Diferenças centrais, subtraindo (2.17) a (2.18):

$$\frac{\partial p}{\partial x} = \frac{p(x_0 + h) - p(x_0 - h)}{2h} \quad (2.21)$$

Para a aproximação da 2ª derivada faz-se um desenvolvimento análogo ao anterior, utilizando agora o polinómio de Taylor de grau 2:

$$p(x_0 + h) = p(x_0) + h \frac{\partial p}{\partial x} + \frac{h^2}{2} \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + O(h^3) \quad (2.22)$$

$$p(x_0 - h) = p(x_0) - h \frac{\partial p}{\partial x} + \frac{h^2}{2} \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + O(h^3) \quad (2.23)$$

Somando (2.22) e (2.23):

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} = \frac{p(x_0 + h) - 2p(x_0) + p(x_0 - h)}{2h} \quad (2.24)$$

2) Discretização temporal

Também na discretização existem vários esquemas de diferenças finitas consoante o tipo de aproximação usado para descrever as derivadas temporais. Assim, temos como esquemas mais usados:

- Forward Euler (FE)

$$\left. \frac{\partial p}{\partial t} \right|_{t_i} = \frac{p(t_{i+1}) - p(t_i)}{\Delta t} \quad (2.25)$$

- Backward Euler (BE)

$$\left. \frac{\partial p}{\partial t} \right|_{t_i} = \frac{p(t_i) - p(t_{i-1})}{\Delta t} \quad (2.26)$$

Quando combinados, obtém-se o esquema *Crank-Nicholson* ou trapezoidal:

$$\left. \frac{\partial p}{\partial t} \right|_{t_i} = \frac{1}{2} \text{FE}|_{t_i} + \frac{1}{2} \text{BE}|_{t_{i+1}} \quad (2.27)$$

ou genericamente:

$$\left. \frac{\partial p}{\partial t} \right|_{t_i} = (1 - \gamma) \text{FE}|_{t_i} + \gamma \text{BE}|_{t_{i+1}} \quad (2.28)$$

em que:

$\gamma = 0$ – FE puro

$\gamma = 1/2$ – Crank-Nicholson

$\gamma = 1$ – BE puro

No quadro seguinte apresentam-se as vantagens e desvantagens das várias abordagens a uma dimensão (Nakamura 1993).

Tabela 2.2 – Características de alguns esquemas de MDF.

Método	Vantagens	Desvantagens
Forward Euler	Simplicidade. Solução explícita	Limitação de Δt
Backward Euler	Incondicionalmente estável	Solução implícita
Crank-Nicholson	Incondicionalmente estável. Precisão de ordem 2 no tempo.	Oscilações numéricas

2.2.4.1.2 Modelação

No modelo desenvolvido em (Goebel 1994), a descrição da região pouco dopada é feita com uma parte numérica e outra analítica, em que o simulador fornece ao modelo a corrente e recebe como resposta a tensão. Assim, para o simulador, o modelo funciona como uma fonte de tensão controlada por corrente. Dependendo da corrente na região pouco dopada e da distribuição dos portadores no passo temporal anterior, $p(x, t)$, o algoritmo numérico calcula a nova distribuição dos portadores $p(x, t + \Delta t)$. Com os resultados obtidos as quedas de tensão são calculadas na parte analítica do modelo, recorrendo a expressões analíticas conhecidas.

A parte numérica é responsável por obter a solução da EDA. As equações são então resolvidas pelo método das diferenças finitas. Os valores da densidade de carga no nó r podem ser representados por $p(r, b, t) \equiv p_{r,b}$, sendo b o espaçamento (constante) na direcção x e Δt o espaçamento temporal (variável) definido pelo simulador. A aproximação para as derivadas é feita utilizando um esquema mais complexo do que o descrito anteriormente:

$$\left. \frac{\partial p}{\partial x} \right|_r = \frac{-p_{r+2} + 4p_{r+1} - 3p_r}{2h} \quad (2.29)$$

$$\left. \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} \right|_r = \frac{p_{r-1} - 2p_r + p_{r+1}}{h^2} \quad (2.30)$$

$$\left. \frac{\partial p}{\partial t} \right|_{s+1} = \frac{p_{s+1} - p_s}{\Delta t} \quad (2.31)$$

Relembrando a expressão da EDA:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = D \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{p}{\tau} \quad (2.32)$$

e substituindo (2.30) e (2.31) em (2.32) obtém-se:

$$p_{r,s+1} = C_1 (p_{r-1,s} + p_{r+1,s}) - C_2 p_{r,s} \quad (2.33)$$

com

$$C_1 = \frac{\Delta t D}{h^2} \quad \text{e} \quad C_2 = \frac{2\Delta t D}{h^2} + \frac{\Delta t}{\tau} - 1 \quad (2.34)$$

Este tipo de esquema é designado por explícito uma vez que a densidade de carga $p_{r,s+1}$ é dada explicitamente em função de $p_{r-1,s}$, $p_{r,s}$ e $p_{r+1,s}$ do passo de tempo anterior. Evita-se assim a resolução de um sistema de equações como nos esquemas implícitos. No entanto, a estabilidade e convergência do algoritmo só é assegurada se (Smith 1978; Geral 1999):

$$\Delta t \leq \frac{h^2}{2D} \quad (2.35)$$

Para uma malha uniforme, Δt é função da largura W da zona n^- e do número de pontos da malha N :

$$\Delta t \leq \frac{W^2}{2DN^2} \quad (2.36)$$

Considerando os cenários da Tabela 2.3 e assumindo $D = 2 \times 10^{-3} \text{ m}^2/\text{s}$, o passo de tempo máximo fica limitado a 1 μs em dois cenários chegando a 0.04 μs num dos cenários. Estes valores podem limitar consideravelmente algumas simulações, em particular se estas forem da ordem de grandeza de algumas unidades ou dezenas de μs .

Tabela 2.3 – Cenários para o cálculo do passo de tempo máximo.

$W (\mu m)$	N	Δt_{max}
100	50	1 ns
20	50	0.04 ns
100	10	2.5 μs
20	10	1 ns

Esta limitação pode ser minimizada aumentando o número de pontos da malha mas, como tal implica uma malha demasiado fina, o peso computacional continua a ser elevado.

Embora o esquema explícito seja computacionalmente mais simples, apresenta a desvantagem de implicar um passo de tempo muito baixo para garantir a condição (2.35).

Em (Metzner 1994) também foi desenvolvido um modelo semelhante, ou seja, híbrido, mas com alguns melhoramentos. Como as fronteiras durante os períodos de comutação são variáveis, o esquema de discretização depende das posições $x_l(t)$ e $x_r(t)$:

$$\begin{aligned} d_i &= x_i - x_{i-1} = a_i [x_r(t) - x_l(t)] w \\ \sum a_i &= 1 \end{aligned} \quad (2.37)$$

As derivadas espaciais são aproximadas por:

$$\left. \frac{\partial p}{\partial x} \right|_{x_i} = \frac{p_{i+1} - p_{i-1}}{d_i - d_{i-1}} \quad (2.38)$$

$$\left. \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} \right|_{x_i} = 2 \frac{d_{i-1} p_{i+1} - p_i (d_i + d_{i-1}) + d_i p_{i-1}}{d_{i-1} d_i (d_i + d_{i-1})} \quad (2.39)$$

e as derivadas temporais por um dos métodos descritos no ponto 2.2.4.1.1.

Os modelos (Goebel 1994; Metzner 1994) foram implementados no simulador SABER® mas a sua implementação em simuladores normais é exigente (Sheng 2000).

2.2.4.2 Modelos híbridos com elementos finitos

Nesta abordagem a função $p(x,t)$, definida num domínio Ω , é aproximada por um conjunto de funções $N_i(x)$ definidas em subdomínios Ω_e , constituindo uma malha de elementos finitos (Figura 2.12). Consoante a escolha destas funções, definidas à custa de um conjunto finito de r valores, assim teremos diferentes tipos de elementos finitos.

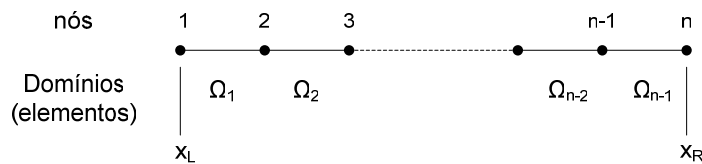


Figura 2.12 – Nós e elementos finitos num domínio discretizado.

As funções $N_i(x)$ são designadas por funções de base (ou de forma). Na Figura 2.13 ilustram-se as funções de base lineares associadas ao nó $n-1$ (Zienkiewicz).

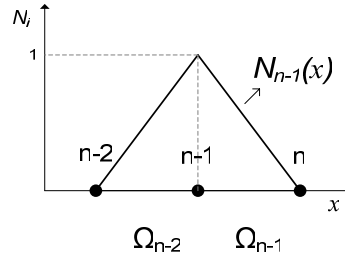


Figura 2.13 – Funções de base lineares (simplex).

Uma vez que dispomos de uma base constituída por $N_i(x)$, em que $\alpha_i(t)$ são as coordenadas nessa base, qualquer função $p^e(x,t)$ definida sobre Ω_e pode ser representada por:

$$p^e(x,t) = \sum_i^r \alpha_i^e(t) N_i^e(x) \quad (2.40)$$

A equação (2.40) tem a mesma forma de (2.3) com a diferença de que esta última é definida para todo o domínio. Assim, a função $p(x,t)$ é aproximada por:

$$p(x,t) \approx \hat{p}(x,t) = \sum_{e=1}^n p^e(x,t) = \sum_{e=1}^n \left(\sum_{i=1}^r \alpha_i^e N_i^e \right) \quad (2.41)$$

$$\Downarrow$$

$$\hat{\mathbf{p}} \approx \mathbf{a}\mathbf{N}$$

A aplicação do método envolve as seguintes etapas:

1) Discretização do domínio

Corresponde à partição do domínio em subdomínios. Os pontos que separam os subdomínios são designados por nós e os subdomínios entre cada nó são designados por elementos. A criação da malha envolve a definição do número de elementos, o espaçamento entre os nós e a respectiva localização. Estes factores dependem do conhecimento da forma como a função p se comporta ao longo do domínio, uma vez que não há critérios para a tomada de decisão acerca dos aspectos referidos. Aliás, a própria numeração dos nós tem um papel importante na formulação do método, uma vez que, com um ‘bom’ sistema de numeração consegue-se gerar matrizes simétricas ou, quando tal não é possível, matrizes com bandas. Uma boa referência sobre assunto é (Cook 1989).

2) Interpolação

Corresponde à aproximação da função p , em cada elemento finito, através de uma função interpoladora (normalmente um polinómio), que não necessita de ser a mesma para todos os elementos, embora seja necessário garantir a continuidade entre elementos finitos adjacentes;

3) Formação das equações elementares

Estabelecendo a formulação matemática do problema, seja pelo método Rayleigh-Ritz que usa o funcional associado à EDA, seja pelo método de Galerkin, através da formulação fraca da referida equação, as aproximações do passo 2 são substituídas na formulação escolhida obtendo-se as equações elemento;

4) Formação do sistema global de equações

O sistema global de equações é definido combinando as várias equações elemento com base em regras de conectividade simples;

5) Imposição das condições fronteira

Uma vez que as condições fronteira não são, normalmente, incluídas nas equações elemento, só nesta fase é que é possível incorporá-las no sistema. Tal é feito modificando o sistema de equações, introduzindo as equações associadas às condições fronteira.

6) Resolução do sistema global de equações

O sistema global de equações é tipicamente esparso, simétrico e definido positivo (Nikishkov 2004). Para o resolver podem ser usados métodos directos ou iterativos. A solução do sistema é o conjunto de valores nodais α_i da função p (Eq. (2.41)).

O método é particularmente vantajoso em problemas bi e tri-dimensionais e/ou em domínios com geometria complexa, fundamentalmente porque proporciona uma técnica geral e sistemática para construir as funções base, o que não acontece nos outros métodos de aproximação. As principais vantagens são (Hsu 1996b):

- A função incógnita pode ser aproximada por diferentes funções interpoladoras, evitando assim utilizar uma única função aproximadora para todo o domínio;
- As propriedades físicas dos vários elementos finitos podem ser diferentes (materiais anisotrópicos);
- O tratamento de geometrias irregulares é mais simples (os elementos finitos podem ser curvilíneos nas fronteiras);
- Resultados mais precisos do que o MDF para o mesmo número de nós;
- Fácil incorporação das condições fronteira;
- Podem ser usadas aproximações de ordem superior para melhorar a precisão.

De seguida descrevem-se as duas formulações possíveis: o método Rayleigh-Ritz e o método de Galerkin.

2.2.4.2.1 O método de Galerkin (formulação fraca) aplicado à EDA

Recorde-se aqui o problema a estudar:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = D \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{p}{\tau} \quad (2.42)$$

com condição fronteira:

$$\frac{\partial p}{\partial x} = \frac{J_n}{2qD_n} - \frac{J_p}{2qD_p} = f + g \quad (2.43)$$

em que:

$$f = \frac{J_n}{2qD_n} \quad \text{e} \quad g = -\frac{J_p}{2qD_p} \quad (2.44)$$

Defina-se o resíduo, $R(x)$, como a diferença entre o primeiro e o segundo membro de (2.42):

$$R(x) = \frac{\partial p}{\partial t} - D \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{p}{\tau} \quad (2.45)$$

Substituindo a aproximação (2.41) em $R(x)$, tenta-se fazer $R(x) = 0$, escolhendo adequadamente os coeficientes α_i^e em $\hat{p}(x, t)$. A formulação de Galerkin no contexto do MEF estabelece que a média pesada dos resíduos deve ser nula, com a função peso igual à função base $N_i(x)$ (Zienkiewicz 1983; Gerald 1994). Assim, numa notação matricial, temos:

$$\int_{x_l}^{x_r} \mathbf{N}^T \left(\frac{\partial \hat{\mathbf{p}}}{\partial t} - D \frac{\partial^2 \hat{\mathbf{p}}}{\partial x^2} + \frac{\hat{\mathbf{p}}}{\tau} \right) dx = 0 \quad (2.46)$$

Substituindo então aproximação (2.41) em (2.46), e integrando por partes o termo de segunda ordem, temos:

$$\int_{x_l}^{x_r} \mathbf{N}^T \frac{\partial \hat{\mathbf{p}}}{\partial t} dx - D \int_{x_l}^{x_r} \frac{\partial \mathbf{N}^T}{\partial x} \frac{\partial \hat{\mathbf{p}}}{\partial x} dx + \int_{x_l}^{x_r} \mathbf{N}^T \frac{\hat{\mathbf{p}}}{\tau} dx = D \left[(f + g) \mathbf{N}^T \right]_{x_l}^{x_r} \quad (2.47)$$

Substituindo a aproximação para $p(x, t)$ (2.41) em (2.47) resulta:

$$\frac{\partial \mathbf{a}}{\partial t} \int_{x_l}^{x_r} \mathbf{N}^T \mathbf{N} dx - D \mathbf{a} \int_{x_l}^{x_r} \frac{\partial \mathbf{N}^T}{\partial x} \frac{\partial \mathbf{N}}{\partial x} dx + \frac{\mathbf{a}}{\tau} \int_{x_l}^{x_r} \mathbf{N}^T \mathbf{N} dx = D \left[(f + g) \mathbf{N}^T \right]_{x_l}^{x_r} \quad (2.48)$$

que tem a forma genérica:

$$\mathbf{M} \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial t} + \mathbf{K} \mathbf{a} + \mathbf{F} = 0 \quad (2.49)$$

em que:

$$\begin{aligned}
\mathbf{M} &= \int_{x_l}^{x_r} \mathbf{N}^T \mathbf{N} dx \\
\mathbf{K} &= -D \int_{x_l}^{x_r} \frac{\partial \mathbf{N}^T}{\partial x} \frac{\partial \mathbf{N}}{\partial x} dx + \int_{x_l}^{x_r} \frac{\mathbf{N}^T \mathbf{N}}{\tau} dx \\
\mathbf{F} &= -D \left[(f + g) \mathbf{N}^T \right]_{x_l}^{x_r}
\end{aligned} \tag{2.50}$$

A equação (2.49) representa um sistema finito de equações diferenciais ordinárias para a determinação dos coeficientes $\alpha_i(t)$.

Uma formulação semelhante foi utilizada em (Morel 1994) para desenvolver um modelo de variáveis de estado (método EVIAM) para díodos PiN. A base conceptual é a mesma mas com menos funções de base relativamente ao método dos elementos finitos.

2.2.4.2.2 O método Rayleigh-Ritz (funcional) aplicado à EDA

Neste método o objectivo é encontrar uma função Π , designada por funcional, cuja estacionaridade seja equivalente à solução do problema original. No caso particular da EDA, o funcional Π pode ser definido numa forma integral por (Araújo 1998a):

$$\Pi = \int_{\Omega} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\partial p}{\partial x} \right)^2 + \frac{p^2}{2D\tau} + \frac{p}{D} \frac{\partial p}{\partial t} \right] d\Omega - \int_{\Gamma} \left[\left(\frac{J_n}{2qD_n} - \frac{J_p}{2qD_p} \right) p \right] d\Gamma \tag{2.51}$$

sendo Ω o domínio do problema e Γ a respectiva fronteira. Como o leitor poderá comprovar, a derivada de Π em ordem a p é equivalente a (2.42) e (2.43). Assim, a solução do problema original é equivalente à solução de:

$$\frac{\partial \Pi}{\partial p} = 0 \tag{2.52}$$

Utilizando a mesma aproximação (2.41) para $p(x,t)$, a solução de (2.52) resulta novamente num sistema da forma (Araújo 1998a):

$$\mathbf{M} \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial t} + \mathbf{K} \mathbf{a} + \mathbf{F} = 0 \tag{2.53}$$

com a propriedade de que as matrizes são simétricas. Tal deve-se ao facto de os polinómios presentes no funcional Π (2.51) serem de grau inferior ou igual a dois.

Neste contexto demonstra-se que as matrizes de (2.53) são:

$$\begin{aligned}
\mathbf{M} &= \int_{x_l}^{x_r} \frac{1}{D} \mathbf{N}^T \mathbf{N} dx \\
\mathbf{K} &= - \int_{x_l}^{x_r} \frac{\partial \mathbf{N}^T}{\partial x} \frac{\partial \mathbf{N}}{\partial x} dx + \int_{x_l}^{x_r} \frac{\mathbf{N}^T \mathbf{N}}{D \tau} dx \\
\mathbf{F} &= - \left[(f + g) \mathbf{N}^T \right]_{x_l}^{x_r}
\end{aligned} \tag{2.54}$$

resultando num sistema equivalente a (2.50).

Esta metodologia foi usada para resolver numericamente a equação de difusão ambipolar, tendo sido desenvolvido um modelo para o díodo PiN de potência (Araújo 1997) e para o transistor bipolar de junção de potência (Araújo 1998b).

A propriedade de simetria referida permite a implementação em simuladores de circuitos eléctricos de uso genérico, como os da família SPICE, através de uma analogia entre a concentração de portadores e a tensão num circuito constituído por resistências, condensadores e fontes de corrente. Por outras palavras, o sistema representado por (2.53) é equivalente ao sistema representado por:

$$\mathbf{C} \frac{\partial \mathbf{V}}{\partial t} + \mathbf{G} \mathbf{V} + \mathbf{I} = 0 \tag{2.55}$$

em que \mathbf{C} representa a matriz das capacidades, \mathbf{G} a matriz das condutâncias e \mathbf{I} a matriz associada às fontes de corrente. O circuito eléctrico correspondente tem a configuração Figura 2.14:

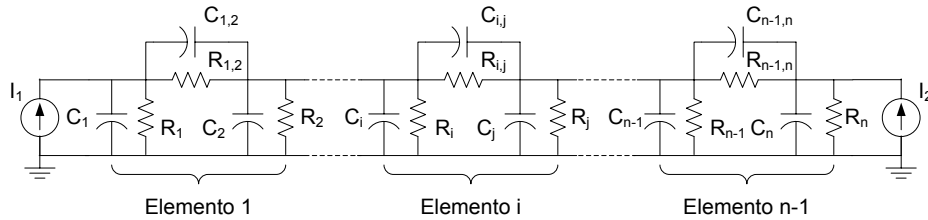


Figura 2.14 – Circuito eléctrico equivalente da EDA pelo MEF.

Esta característica é, sem dúvida, uma das grandes vantagens deste modelo uma vez que, tradicionalmente, os modelos de elevada precisão exigem uma implementação em simuladores que forneçam algum mecanismo de inserção do modelo no código do simulador.

O método tem ainda a virtude de permitir uma modelação modular em que a alteração das propriedades do domínio é feita por alteração dos parâmetros de cada circuito elementar e em que a modelação dos vários componentes semicondutores é efectuada por simples mudança dos parâmetros nos módulos associados.

Com esta implementação, para além das características eléctricas externas, o modelo permite conhecer o comportamento interno do dispositivo através da distribuição da concentração de portadores na região da base (acessível nas tensões dos nós da malha RC).

2.3 Análise qualitativa dos modelos

Após uma descrição das várias abordagens de modelação, tenta-se neste ponto fazer uma análise de conjunto, comparando as técnicas segundo várias perspectivas. Para tal, utilizar-se-á um conjunto de critérios que foram sendo pontualmente referidos em 2.2:

- Precisão dos resultados;
- Tempo de cálculo;
- Convergência;
- Numero de parâmetros;
- Gama de validade;
- Facilidade de implementação;
- Potencial em termos de desenvolvimento futuro;
- Campo de aplicação.

2.3.1 Modelos empíricos

A classe dos modelos empíricos está especialmente vocacionada para aplicações específicas, em que o objectivo consiste no dimensionamento e caracterização de circuitos de potência com um número elevado de semicondutores. Se a topologia não variar significativamente e for suficiente uma previsão superficial do comportamento do dispositivo, uma vez ajustados os parâmetros à topologia, então os modelos empíricos são uma boa aposta devido à rapidez ao nível de tempo de simulação, sendo esta a sua principal vantagem. Num estudo efectuado em (Sheng 1996) a relação entre o tempo de simulação do modelo empírico de (Sheng 1996) e modelos baseados na física dos semicondutores foi de 1 para 10.

Nos modelos em que a implementação é feita pela associação de modelos convencionais MOS/BJT, o número de parâmetros necessários pode ser excessivo, aumentando o esforço computacional, especialmente nos dispositivos multi-junção ou dispositivos com estruturas mistas MOS/BJT, como o IGBT. Por outro lado, o uso destes modelos convencionais no contexto dos semicondutores de potência, em particular o uso de modelos BJT para representar a parte p-n-p do IGBT perdem parcialmente ou totalmente o seu significado físico. Tal deve-se ao facto dos modelos de BJT de sinal, apresentarem uma base muito estreita e ganho não unitário, ao contrário dos IGBTs de base larga. Assim, os efeitos de injeção de alto nível e recombinação na base não são adequadamente representados. Especialmente, a aproximação *quasi-static* não se aplica se a duração do ciclo transitório for semelhante ou inferior ao tempo de trânsito dos portadores (Leturcq 1999), limitando a gama de validade do modelo, já de si reduzida.

O principal campo de aplicação enquadra-se pois ao nível da análise de sistemas de grande dimensão, onde os aspectos dinâmicos, nomeadamente os associados às comutações, são pouco importantes e onde o tempo de cálculo é um factor preponderante.

No entanto, em termos de potencial futuro estão algo limitados devido, principalmente, à fraca

precisão da maior parte dos modelos e ao aparecimento de modelos baseados noutras técnicas, com relações precisão/tempo de cálculo cada vez mais interessantes e praticáveis (Kraus 1998b).

2.3.2 Modelos analíticos

- Modelos analíticos de carga distribuída de transformação

Foram os métodos que mais contribuíram para o avanço do estado da arte na área de modelação de semicondutores de potência. Existem já modelos para os principais dispositivos de potência (diodo, transistor bipolar, MOSFET, IGBT, tiristor, GTO e MCT) descrevendo os fenómenos básicos destes dispositivos, com um custo razoável ao nível de requisitos computacionais.

No que diz respeito aos parâmetros, nos modelos analíticos é sempre possível, em geral, comparar resultados de simulações com resultados experimentais e, desta forma, estimar os parâmetros. No entanto, se o modelo exigir um conjunto elevado de parâmetros (como o IGBT) esta tarefa torna-se fastidiosa, senão impossível. Como os parâmetros são principalmente de natureza geométrica e física a sua determinação exige algum esforço.

Em geral são modelos difíceis de implementar em simuladores de uso genérico, como os da família SPICE, pelo que, regra geral, têm sido implementados em simuladores específicos ou com mais capacidades de integração das equações do modelo, como o SABER®. No entanto, tem-se verificado nos últimos anos algum esforço para ultrapassar esta dificuldade.

Dada a sua natureza física, são modelos que se podem aplicar a qualquer problema de projecto de circuitos de potência, apresentando uma gama de validade extensa. O campo de aplicação mais apropriado será o projecto de circuitos de potência com um número baixo/médio de componentes (Kraus 1998b).

- Modelos analíticos *lumped-charge*

Os modelos Lumped, para além da facilidade de implementação, oferecem normalmente um bom compromisso entre tempo de simulação e precisão. Este conceito já demonstrou ser capaz de modelar, pelo menos com um grau moderado de precisão, as importantes características dos fenómenos físicos associados aos semicondutores de potência (Kraus 1998b). Comparativamente às restantes técnicas, e no que diz respeito à precisão, esta abordagem situa-se entre os modelos empíricos e os restantes modelos analíticos.

Normalmente são necessários apenas alguns parâmetros, que tem que ver principalmente com as características eléctricas do dispositivo. Assim, a determinação dos parâmetros é comparativamente menos exigente (Kraus 1998b; Tan 1999).

Esta é uma abordagem vocacionada para a simulação de circuitos de potência com um número elevado de componentes.

2.3.3 Modelos numéricos

A modelação numérica é o método que permite a obtenção de soluções mais precisas mas com longos tempos de simulação (Kraus 1998b). Parte dessa precisão resulta de uma detalhada base física que implica conhecimento rigoroso de todos os parâmetros tecnológicos, como o perfil de dopagem e as várias componentes geométricas. Estas informações não estão normalmente disponíveis para a comunidade científica, razão pela qual os modelos com base física, em geral e os modelos numéricos, em particular, não são ainda suficientemente usados no projecto de sistemas de electrónica de potência. A dificuldade de implementação em simuladores de uso genérico também não ajuda a essa generalização.

Alguns artigos na literatura têm feito referência, e de certa forma um apelo, para que os fabricantes suportem activamente o desenvolvimento dos modelos, fornecendo os parâmetros necessários, no sentido de promover no seio da comunidade científica, na área de projecto de circuitos, a adopção destes modelos. Enquanto tal acontece, o uso desta abordagem de modelação tem estado limitada aos fabricantes para investigação dos seus próprios produtos (Tan 1999).

2.3.4 Modelos híbridos

Os modelos híbridos foram desenvolvidos com o intuito de combinar as vantagens dos modelos analíticos e dos modelos numéricos. O uso de uma formulação numérica para obter a solução da EDA permite obter resultados precisos mantendo tempos de simulação bastante competitivos. Desta forma consegue-se obter um bom compromisso entre precisão e tempo de simulação.

Como esta abordagem se suporta na resolução da EDA, os modelos têm uma base física forte e uma gama de validade importante.

A principal desvantagem que tem sido apontada a esta classe de modelos é a difícil implementação em simuladores de uso genérico (Palmer 1998; Busatto 2000; Sheng 2000). De facto, os modelos inicialmente desenvolvidos requerem algum esforço na incorporação das rotinas da componente numérica, razão pela qual têm sido implementados no simulador SABER®.

O trabalho de Araújo (Araújo 1998a) veio alterar este panorama uma vez que a formulação desenvolvida permite uma implementação simples nos simuladores da família SPICE. Com esta implementação, para além das características eléctricas externas, o modelo permite analisar o comportamento interno do dispositivo através da distribuição da concentração de portadores na região da base.

Estas características, aliadas ao aumento expectável das capacidades computacionais a custos cada vez mais reduzidos, permitem caracterizar esta abordagem como de elevado potencial. O principal campo de aplicação reside na simulação circuitos com um número reduzido de componentes.

2.4 Conclusões

Relativamente aos vários métodos referidos, há hoje em dia três em posições de destaque: o modelo híbrido (MEF) e os modelos analíticos (Fourier e *lumped-charge*). Estas três abordagens, que sobressaíram originalmente nas áreas de sistemas com um baixo, médio e elevado número de componentes, respectivamente, competem hoje em dia pelo alargamento do seu campo de aplicação. Essa evolução dependerá dos esforços dos investigadores, em cada uma das áreas, do suporte das empresas de produtos de simulação, mas está também condicionada pelos seguintes factores (Kraus 1998b):

- Especificação de requisitos:

Devem ser especificados, por parte dos responsáveis por projectos de circuitos de potência, requisitos, como por exemplo, a relação precisão/tempo de cálculo, de modo que possam ser desenvolvidos modelos com essas características. Esse processo de especificação deve decorrer de uma forma organizada sob pena de ocorrerem desenvolvimentos não desejados;

- Extração de parâmetros

Como já foi referido, a determinação de parâmetros, especialmente em métodos de elevada precisão, é uma das questões críticas que urge resolver (Kraus 1998b; Kraus 1998a; Tan 1999). De facto, estes modelos implicam um conhecimento detalhado acerca dos dispositivos que, na maior parte dos casos só é possível com a colaboração dos fabricantes. Estes têm, por isso, um papel fundamental no desenvolvimento do estado da arte. Aliás, os limites da precisão da simulação são muitas vezes devidos à reduzida precisão dos parâmetros e não ao próprio modelo (Tan 1999), sendo preferível, nesses casos, optar por modelos mais simplificados com o consequente ganho em tempo de simulação.

- Recursos computacionais

O aumento esperado do poder computacional favorece claramente os métodos mais precisos (numéricos, híbridos e alguns analíticos) e, provavelmente, acabará por determinar qual dos métodos dominará a área da simulação de circuitos no futuro, sem bem que tal não implicará a extinção de qualquer um dos métodos mas sim uma reformulação dos campos de aplicação de cada um.

Tendo em conta os objectivos propostos para este trabalho e perante o enquadramento realizado neste capítulo, decidiu-se optar pela abordagem híbrida, na vertente do Método dos Elementos Finitos (MEF), para desenvolver o modelo do IGBT, cuja fundamentação teórica e implementação se descrevem nos capítulos seguintes.

Na sequência da síntese realizada no capítulo anterior, desenvolve-se neste capítulo o modelo para o IGBT baseado no MEF, bem como a respectiva implementação no simulador IsSpice4. Esta abordagem híbrida utiliza uma componente numérica para modelar a zona da base - zona extensa e fracamente dopada, principal responsável pelo comportamento dinâmico do dispositivo - e uma componente analítica para as restantes zonas (emissor, região de depleção, canal MOS e as quedas de tensão), permitindo descrever com rigor os fenómenos eléctricos e físicos do IGBT.

O núcleo fundamental do modelo reside na solução da distribuição dos portadores na base do dispositivo (zona n^-), a qual é obtida pela resolução da EDA através uma abordagem variacional com posterior minimização pelo MEF.

O modelo global do IGBT, baseado na física dos semicondutores, é implementado num simulador de uso genérico da família SPICE: o IsSpice4.

3.1 Descrição do IGBT

3.1.1 História

O Transístor Bipolar de Porta Isolada, ou IGBT, é um semiconductor bipolar de potência que combina as características de entrada de um MOSFET com as características de saída de um transístor bipolar de junção (BJT). De facto, o dispositivo é controlado à entrada pela tensão do MOSFET, enquanto a corrente de saída é determinada pela componente bipolar, resultando daqui a terminologia do dispositivo.

A combinação de uma baixa resistência em condução com a elevada impedância de entrada é uma das principais vantagens do IGBT. Estas características, aliadas ao facto de o IGBT ser controlado em tensão, torna o circuito de comando bastante simples. Por outro lado, a estrutura do IGBT reduz a capacidade de transferência inversa (C_{rss}) devido a uma elevada densidade de corrente (Mitter 1995). Como tal, as necessidades em termos de potência do circuito de comando são também reduzidas. A elevada densidade de corrente é fruto do efeito de modulação da condutividade da base do IGBT, resultando também numa baixa queda de tensão em condução (baixas perdas de condução). Outra vantagem, em condições de corrente elevada, é o facto de o IGBT apresentar um coeficiente de temperatura positivo, o que significa que a resistência em condução aumenta com o aumento da temperatura, não existindo o risco de o dispositivo se destruir por sobreaquecimento.

A principal desvantagem é a sua limitação em termos de frequência e perdas de comutação, devido ao tempo necessário para remover toda a carga armazenada durante a fase de condução, criando o efeito designado por “cauda da corrente”.

O IGBT, introduzido no início da década de oitenta, tem vindo a conquistar terreno relativamente a outros semicondutores, sendo expectável que substitua dispositivos convencionais como o tiristor, o GTO ou o triac. Hoje em dia, o IGBT já é o semiconductor dominante na zona da média e alta tensão.

As suas principais aplicações incluem o controlo de motores, inversores, fornos micro-ondas, robótica, indústria automóvel, entre muitas outras (Elmazria 1996; Powerex 2005).

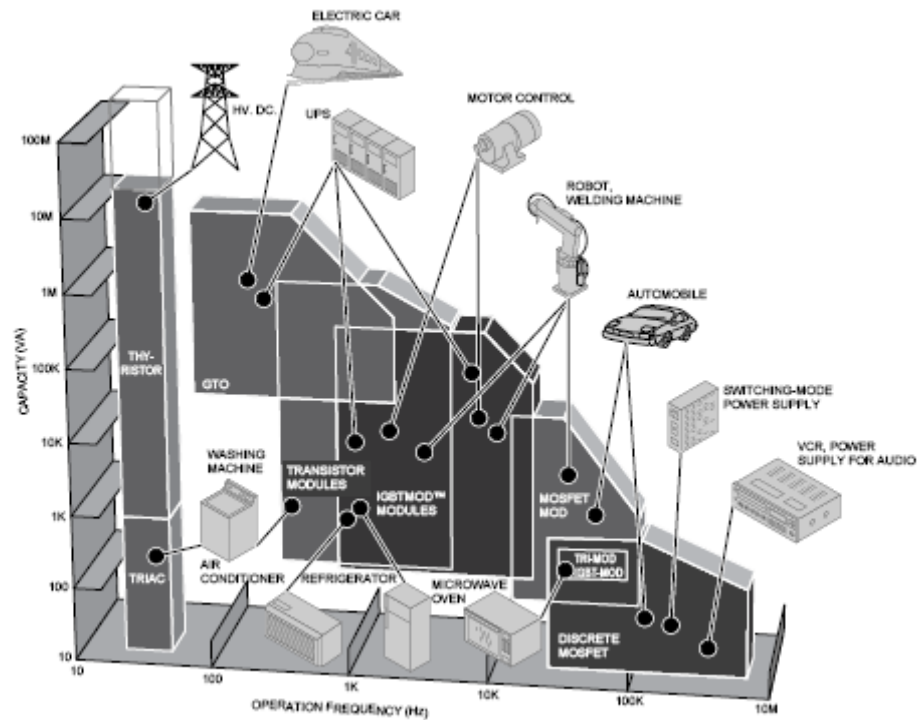


Figura 3.1 – Panorama do domínio de aplicação de vários semicondutores de potência (Powerex 2005).

3.1.2 Simbologia

O IGBT pode ser representado simbolicamente por qualquer uma das representações ilustradas na Figura 3.2. Para designar os eléctrodos são utilizadas três terminologias, consoante o fabricante (Elmazria 1996):

G (Porta), E (Emissor) e C (Colector);

G (Porta), A (Ânodo) e K (Cátodo);

G (Porta), S (Fonte) e D (Dreno).

A terminologia mais frequente (a primeira) é a utilizada nesta tese por defeito. Excepcionalmente usar-se-á a terceira para tornar mais claro a distinção entre os eléctrodos do IGBT e do transístor bipolar interno.

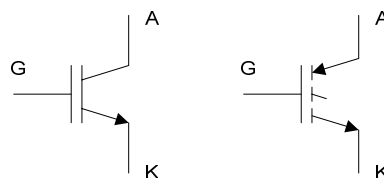


Figura 3.2 – Símbolos do IGBT.

3.1.3 Estrutura física e circuito equivalente

A Figura 3.3 mostra a estrutura física de metade de uma célula de um IGBT e o respectivo circuito

equivalente simplificado sobreposto na estrutura. A estrutura do IGBT é bastante similar à do MOSFET vertical de potência (VDMOS), com a excepção de que o contacto de dreno do tipo n^+ é substituído por um substrato do tipo p^+ ¹. Uma camada epitaxial do tipo n e fracamente dopada ($\approx 10^{14} \text{ cm}^{-3}$) é desenvolvida em cima do substrato p^+ , de modo a ser possível o bloqueio de tensões elevadas.

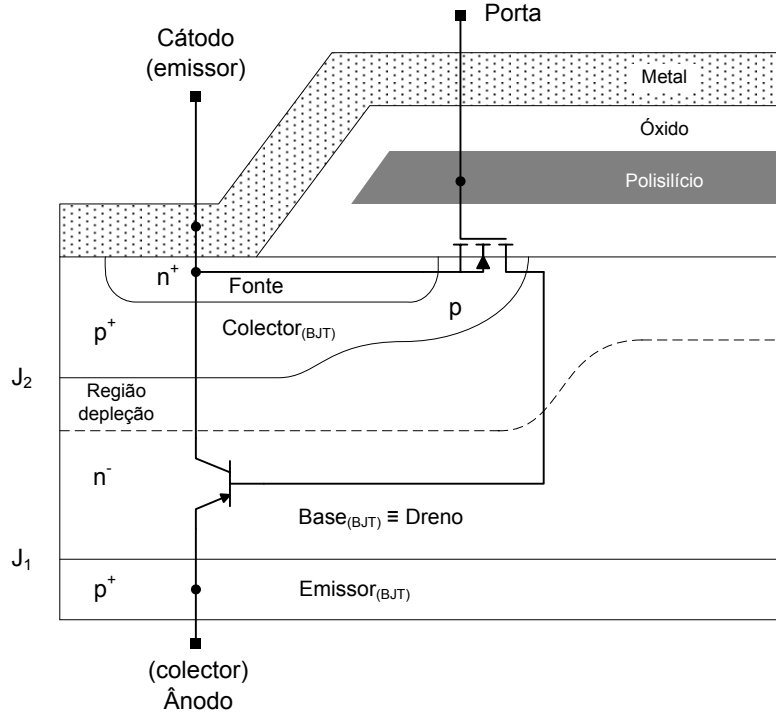


Figura 3.3 – Estrutura física de metade da célula de um NPT-IGBT e respectivo circuito equivalente.

Por estas razões, o IGBT é comumente visto como um transistor BJT PNP de base larga comandado por um transistor MOS de canal n (Figura 3.4).

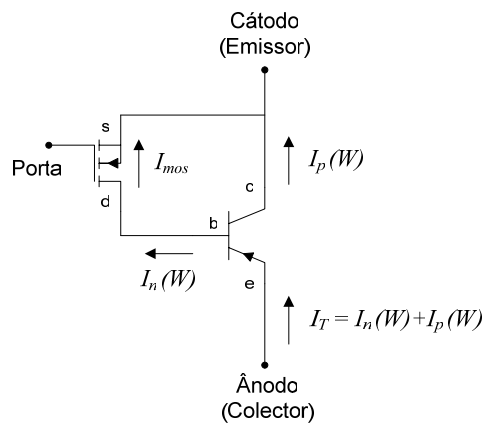


Figura 3.4 – Circuito equivalente simplificado do IGBT.

A estrutura atrás descrita é conhecida como *Non-Punch-Through* (NPT), ou estrutura homogénea,

¹ O símbolo “+” é colocado para indicar que esta região é fortemente dopada, enquanto o símbolo “-” indica que a região é fracamente dopada.

enquanto a estrutura designada por *Punch-Through* (PT), ou estrutura epitaxial, é caracterizada por possuir uma camada n^+ (*buffer layer*) altamente dopada, entre o substrato p^+ e a base n^- (Figura 3.5).

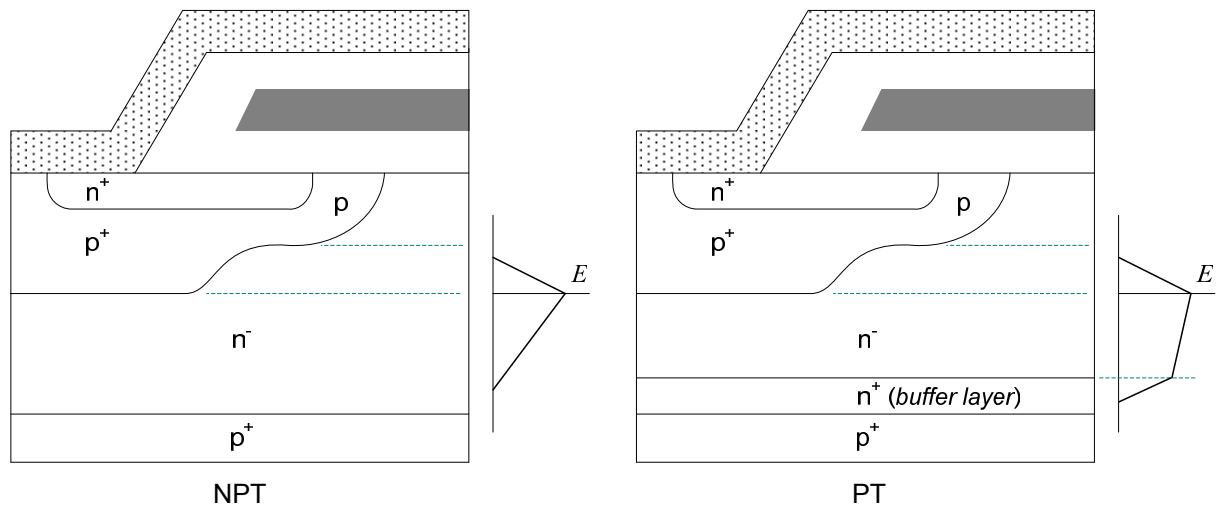


Figura 3.5 – Estruturas NPT e PT do IGBT.

A designação PT tem que ver com o facto de a largura da zona n^- ser inferior à dos NPT e, como tal, ser possível que as junções J1 e J2 coincidam. O objectivo de incluir a *buffer layer* é conseguir frequências de comutação mais elevadas. A camada n^+ permite, por um lado, limitar a eficiência de injeção de lacunas, e por outro, armazenar parte da carga durante o estado de condução. De facto, esta zona limita a quantidade de lacunas injectadas na base, devido à recombinação entre os electrões e as lacunas provenientes do emissor. Por outro lado, como o tempo médio de vida dos portadores é inferior, a remoção das cargas armazenadas nesta zona é mais rápida.

Como resultado, o processo de comutação é mais rápido resultando em frequências de comutação mais elevadas, como desejado. O reverso da moeda é um aumento da resistência da base devido à menor presença de portadores injectados na base, resultando numa queda de tensão em condução superior. A capacidade de bloqueio em tensão vem também reduzida devido a uma menor extensão da zona n^- da base.

Esta é uma das técnicas utilizadas pelos fabricantes para melhorar a velocidade de comutação do IGBT. No entanto, outras técnicas comuns incluem a injeção de materiais, como ouro e platina, na zona epitaxial ou processos de irradiação de electrões ou neutrões no silício (Elmazria 1996).

O modelo desenvolvido nesta tese abrange apenas IGBTs com estruturas planares, nomeadamente NPT e PT. Para além destas estruturas mais comuns, existem hoje em dia outras estruturas presentes nos dispositivos mais recentes (4ª e 5ª gerações), como por exemplo os *trench-gate* IGBT (Motto 1998; Pfaffenlehner 2004; Stockmeier 2004), que permitem densidades de corrente significativamente superiores e eliminam o efeito do tiristor parasita (Elmazria 1996).

3.1.4 Princípio de funcionamento

Aplicando uma tensão na porta, superior à tensão limiar de condução (V_{th}), os electrões são atraídos do p^+ *body* para a superfície na parte inferior da porta, criando nesta uma zona de inversão, com a consequente formação um canal do tipo n , estabelecendo uma via para o fluxo de cargas entre a fonte n^+ e a região da base n^- .

Em funcionamento normal, o cátodo do IGBT encontra-se ligado à massa. Quando uma tensão positiva é aplicada no ânodo do IGBT, o emissor p^+ injecta portadores minoritários (lacunas) na região n^- da base. Para uma tensão de ânodo suficientemente elevada, a concentração de lacunas injectadas excede (100 a 1000 vezes) o nível de dopagem na base, dando origem ao fenómeno conhecido por modulação da condutividade, ou seja, uma redução da resistência da base. Das lacunas injectadas na base, parte são recolhidas pelo *body*, encaminhando-se para o cátodo, enquanto as restantes recombinaem-se na base com electrões provenientes da fonte do MOSFET. Os restantes electrões são recolhidos no emissor p^+ . A soma das correntes de electrões e de lacunas constitui a corrente total que flui no dispositivo. O mecanismo de condução descrito está ilustrado na Figura 3.6.

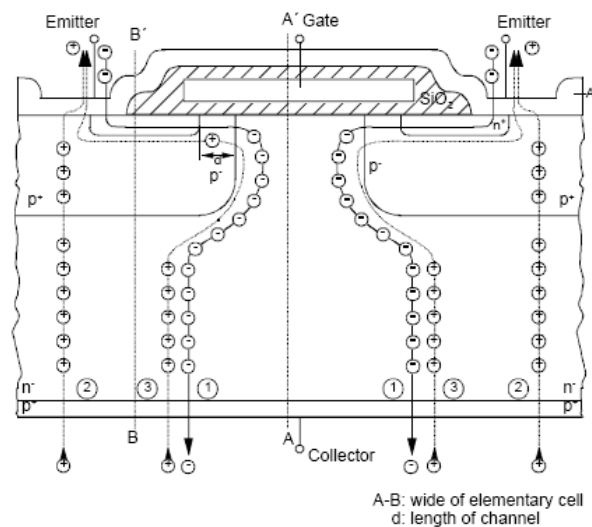


Figura 3.6 – Circulação de portadores num IGBT (Semikron 2004).

A saída de condução é feita novamente pelo controlo da tensão na porta. Assim, quando esta for inferior à tensão limiar de condução, a zona de inversão formada na parte inferior da porta não pode ser mantida, deixando de existir corrente de electrões no canal. A corrente de lacunas, relativa à carga de portadores minoritários armazenados na base do IGBT, requer ainda algum tempo até ser completamente extinta. A velocidade de comutação dos IGBTs vem assim limitada pela capacidade de extracção da carga entretanto armazenada na base n^- durante a fase de condução. Nesta situação, qualquer tensão de ânodo directa será suportada pela junção p^+ *body* / base n^- que se encontra inversamente polarizada.

3.2 Modelo do IGBT

Como se viu na Figura 3.3, o IGBT é caracterizado por um conjunto de zonas, entre as quais, a zona n^- de armazenamento de portadores. Esta é descrita pela componente numérica do modelo através da solução da EDA. A componente analítica é responsável pela modelação das restantes zonas do IGBT, através de abordagens clássicas.

A Figura 3.7 representa o circuito eléctrico equivalente do NPT-IGBT. Com base na distribuição da concentração de portadores, é possível determinar a queda de tensão na base do IGBT, através de R_b . O conhecimento das fronteiras da zona n^- , e como de tal, da zona de depleção, permite calcular a queda nesta última (V_{sc}). A queda total ao longo do IGBT fica completa com V_{p+n^-} .

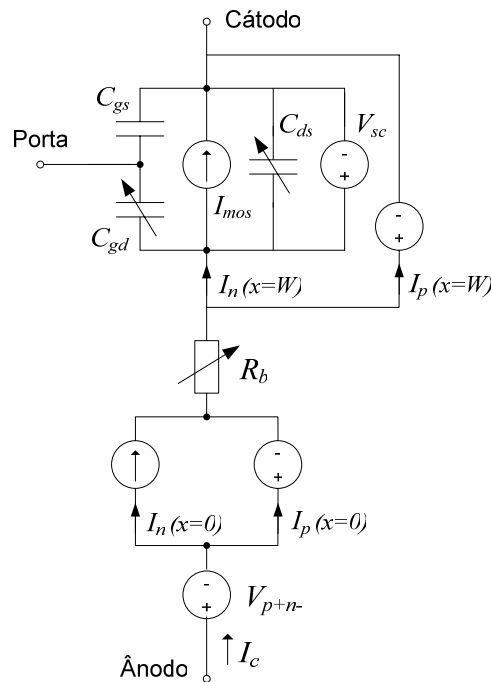


Figura 3.7 – Circuito eléctrico equivalente do NPT-IGBT.

Relativamente à corrente que atravessa o semiconductor, ela é dividida nas suas duas componentes. Assim, do lado do emissor p^+ , a corrente de electrões é determinada em função da concentração na junção p^+/n^- . À saída da zona n^- a corrente de electrões é determinada pela corrente no canal MOS.

As capacidades MOS (C_{gs} , C_{gd} e C_{ds}) completam os fenómenos associados ao comportamento dinâmico do IGBT.

Nos pontos seguintes são apresentados os modelos para as várias regiões que compõem o IGBT:

- Modelo da região de armazenamento de portadores (zona n^-);
- Modelo do emissor p^+ ;
- Modelo da região de depleção;

- Modelo do canal MOS;
- Modelo das quedas de tensão

3.2.1 Zona de armazenamento de portadores - resolução da EDA

3.2.1.1 Modelo para a equação de difusão ambipolar (EDA)

O modelo utilizado nesta tese baseia-se num conjunto clássico de equações comumente utilizadas na descrição física de dispositivos semicondutores: equações de continuidade da densidade de corrente, equações de densidade de corrente e equação de Poisson.

Admite-se um fluxo de portadores unidimensional (normal ao plano das junções), injeção de alto nível ($n \approx p$) nas zonas fracamente dopadas (com excepção das zonas de depleção) e quasi-neutralidade do cristal semiconductor. Nestas condições, admite-se que a concentração em excesso é igual à concentração total (Berraies 1998). Neste contexto, as referidas equações são expressas por (Shockley 1950; Gray 1967; Liou 1992):

- Equações da densidade de corrente:

$$J_p = qp\mu_p E - qD_p \frac{\partial p}{\partial x} \quad (3.1)$$

$$J_n = qn\mu_n E + qD_n \frac{\partial n}{\partial x} \quad (3.2)$$

com J_p a densidade de corrente de lacunas e J_n a densidade de corrente de electrões;

- Equações de continuidade da densidade de corrente:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{p}{\tau} - \frac{1}{q} \frac{\partial J_p}{\partial x} \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -\frac{n}{\tau} + \frac{1}{q} \frac{\partial J_n}{\partial x} \quad (3.4)$$

- Equação de Poisson:

$$\frac{d^2 V}{dx^2} = -\frac{\partial E}{\partial x} = \frac{\rho(x)}{\epsilon_{si}} \quad (3.5)$$

com ϵ_{si} a permitividade do silício. A densidade de carga $\rho(x)$ é composta por N_D e N_A , correspondentes aos dadores e receptores ionizados, e por p e n , correspondentes a lacunas e electrões livres:

$$\rho(x) = q(p - n + N_D - N_A) \quad (3.6)$$

Nestas equações, os termos relativos às difusibilidades ($D_{n,p}$) e às mobilidades ($\mu_{n,p}$) são consideradas

constantes¹, e relacionadas pela relação de Einstein:

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{K_T T}{q} = V_T \quad (3.7)$$

Por eliminação do campo eléctrico (E) em (3.1) e (3.2) e com injeção de alto nível ($n \approx p$) resulta:

$$\frac{J_n}{D_n} - \frac{J_p}{D_p} = 2q \frac{\partial p}{\partial x} \quad (3.8)$$

A partir (3.3), (3.4) e da derivação de (3.8), com $n \approx p$, obtém-se a equação de difusão ambipolar (EDA) que descreve a distribuição dos portadores de carga:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = D \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{p}{\tau} \quad (3.9)$$

com:

$$D = 2 \frac{D_p D_n}{D_p + D_n} \quad (3.10)$$

A condição fronteira genérica associada a (3.9), descrita por (3.8) em termos de corrente é:

$$\frac{\partial p}{\partial x} = \frac{1}{2qA} \left(\frac{I_n}{D_n} - \frac{I_p}{D_p} \right) \quad (3.11)$$

em que I_n/I_p são as correntes de electrões/lacunas nas fronteiras da região n^- . Como estas fronteiras são móveis, devido ao desenvolvimento da região de depleção, (3.9) e (3.11) são válidas apenas entre x_l e x_r (Figura 3.8).

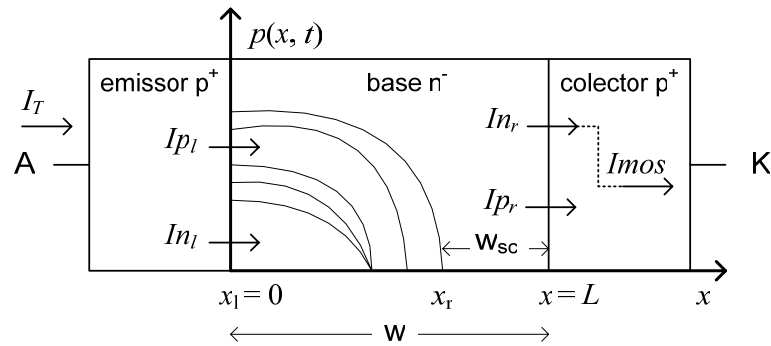


Figura 3.8 – Parte bipolar do NPT-IGBT.

A figura apresenta a componente bipolar do modelo 1D do IGBT para uma estrutura NPT. Assim, as condições fronteira definidas em função da corrente total ($I_T = I_p + I_n$) são dadas por:

¹ Na verdade, as mobilidades e difusibilidades diminuem com o nível de dopagem, no entanto, a gama de valores tipicamente usados ($\approx 10^{14} \text{ cm}^{-3}$) justifica a aproximação.

$$\begin{cases} \left. \frac{\partial p}{\partial x} \right|_{x_l} = \frac{1}{2qA} \left(-\frac{I_T}{D_p} + \frac{2I_{n_l}}{D} \right) \\ \left. \frac{\partial p}{\partial x} \right|_{x_r} = \frac{1}{2qA} \left(-\frac{I_T}{D_p} + \frac{2I_{n_r}}{D} \right) \end{cases} \quad (3.12)$$

A corrente I_{n_l} corresponde à corrente de electrões que recombina no emissor e I_{n_r} é a corrente do canal da componente MOS do dispositivo. Assim vem:

$$\begin{cases} \left. \frac{\partial p}{\partial x} \right|_{x_l} = \frac{1}{2qA} \left(-\frac{I_T}{D_p} + \frac{2qAh_p p_{[x_l]}^2}{D} \right) \\ \left. \frac{\partial p}{\partial x} \right|_{x_r} = \frac{1}{2qA} \left(-\frac{I_T}{D_p} + \frac{2I_{mos}}{D} \right) \end{cases} \quad (3.13)$$

com $I_{n_l} = qAh_p p_{[x_l]}^2$ de acordo com o modelo definido em 3.2.3 e $I_{n_r} = I_{mos}$. O modelo para a corrente no canal I_{mos} é apresentado em 3.2.4.

3.2.1.2 Aproximação por elementos finitos

Em (Araújo 1997; Araújo 1998a; Araújo 1998b; Araújo 1998c) mostra-se que a EDA pode ser resolvida usando uma formulação variacional, com posterior solução pelo método dos elementos finitos. De seguida faz-se uma síntese desta formulação. Para uma análise mais detalhada recomenda-se a leitura das referências apontadas, em particular (Araújo 1998a).

Tal como descrito em 2.2.4.2.2, a formulação de Rayleigh-Ritz usa o seguinte funcional associado a (3.9) e (3.11):

$$\Pi = \int_{\Omega} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\partial p}{\partial x} \right)^2 + \frac{p^2}{2D\tau} + \frac{p}{D} \frac{\partial p}{\partial t} \right] d\Omega - \int_{\Gamma} \left[\left(\frac{J_n}{2qD_n} - \frac{J_p}{2qD_p} \right) p \right] d\Gamma \quad (3.14)$$

sendo Ω o domínio do problema e Γ a respectiva fronteira.

A minimização de Π através do MEF resulta num sistema de equações diferenciais ordinárias na forma:

$$\mathbf{M} \left[\frac{\partial p}{\partial t} \right] + \mathbf{K} [p] + \mathbf{F} = [0] \quad (3.15)$$

com:

$$\begin{aligned}
\mathbf{M} &= \int_{x_l}^{x_r} \frac{1}{D} \mathbf{N}^T \mathbf{N} dx \\
\mathbf{K} &= - \int_{x_l}^{x_r} \frac{\partial \mathbf{N}^T}{\partial x} \frac{\partial \mathbf{N}}{\partial x} dx + \int_{x_l}^{x_r} \frac{\mathbf{N}^T \mathbf{N}}{D\tau} dx \\
\mathbf{F} &= - \left[(f + g) \mathbf{N}^T \right]_{x_l}^{x_r}
\end{aligned} \tag{3.16}$$

Usando funções de forma lineares obtém-se:

$$\mathbf{M} = \frac{A_e l_e}{6D} \begin{bmatrix} 2 & 1 & & & \\ 1 & 4 & 1 & & \\ & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & & 1 & 4 & 1 \\ & & & 1 & 2 \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

$$\mathbf{G} = \frac{A_e}{l_e} \begin{bmatrix} 1 & -1 & & & \\ -1 & 2 & -1 & & \\ & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & & -1 & 2 & -1 \\ & & & -1 & 1 \end{bmatrix} + \frac{A_e l_e}{6D\tau} \begin{bmatrix} 2 & 1 & & & \\ 1 & 4 & 1 & & \\ & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & & 1 & 4 & 1 \\ & & & 1 & 2 \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

$$\mathbf{L} = \left[-(f + g) A_1 \quad 0 \quad \cdots \quad 0 \quad -(f + g) A_n \right]^T \tag{3.19}$$

em que A_e e l_e são, respectivamente, a área e a largura de cada elemento finito.

As matrizes (3.17) a (3.19) são obtidas através das matrizes elementares associadas a cada elemento finito:

$$\mathbf{M}_e = \frac{A_e l_e}{6D} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

$$\mathbf{G}_e = \frac{A_e}{l_e} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} + \frac{A_e l_e}{6D\tau} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

e com \mathbf{L}_{Ei} definida apenas no primeiro e último elementos:

$$\begin{aligned}
\mathbf{L}_{E_1} &= \left[-(f + g) A_1 \quad 0 \right]^T \\
\mathbf{L}_{E_n} &= \left[0 \quad -(f + g) A_n \right]^T
\end{aligned} \tag{3.22}$$

A simetria observada nas matrizes anteriores permite uma implementação no simulador SPICE, através de uma analogia entre as concentrações de portadores e a tensão nos diferentes nós, associados a um circuito eléctrico constituído por resistências e condensadores:

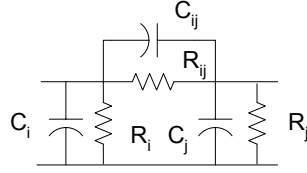


Figura 3.9 – Circuito eléctrico equivalente de um elemento finito.

com:

$$\begin{aligned} C_{ij} &= -\frac{A_e l_e}{6D}; & C_i = C_j &= \frac{A_e l_e}{2D} \\ R_{ij} &= \frac{6D\tau l_e}{6D\tau A_e - A_e l_e^2}; & R_i = R_j &= \frac{2D\tau}{A_e l_e} \end{aligned} \quad (3.23)$$

A associação em série de malhas RC, cada uma delas correspondendo a uma parte do domínio, isto é, a um elemento finito, em conjunto com duas fontes de corrente para a implementação das condições fronteira (matriz \mathbf{L}), resulta num sistema de equações na forma:

$$\mathbf{C} \left[\frac{\partial V}{\partial t} \right] + \mathbf{G} [V] + \mathbf{I} = [0] \quad (3.24)$$

equivalente a (3.15), ou seja, com as matrizes \mathbf{C} , \mathbf{G} e \mathbf{I} dadas por (3.17), (3.18) e (3.19), respectivamente.

Assim, a solução da EDA ao longo da base n^- por ser obtida através da solução do circuito eléctrico da Figura 3.10:

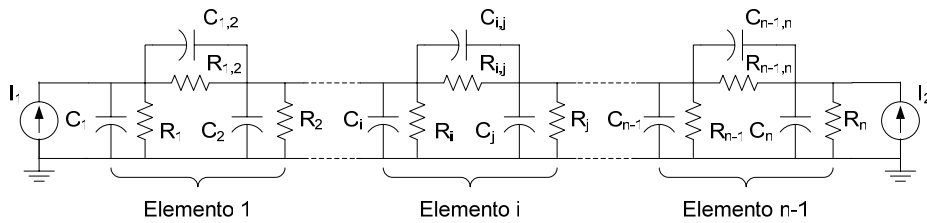


Figura 3.10 – Circuito eléctrico equivalente da EDA pelo MEF.

A solução da EDA passa pois pela definição de:

Um subcircuito RC que emula um elemento finito. O número de subcircuitos em série é igual ao número de elementos necessários para a partição do domínio;

Um subcircuito para o cálculo da largura de cada elemento l_e . Essa largura é calculada com uma fonte de corrente de controlo das malhas RC.

De notar que:

A largura de cada elemento (l_e) é um parâmetro do subcircuito. Assim, é possível associar elementos mais curtos nas zonas onde a concentração varia rapidamente e elementos mais longos nas zonas onde a concentração muda mais lentamente.

Esta informação comportamental pode ser conhecida à priori através dos simuladores numéricos de semicondutores, ou então, através deste próprio modelo. De facto, uma vez conhecida a distribuição da concentração através das tensões nodais, é possível utilizar essa informação para passar de um modelo com nós equidistantes, para outro com uma distância nodal adaptada à forma da distribuição;

As propriedades do dispositivo representadas por D e τ são também parâmetros do subcircuito. Utilizando valores diferentes em cada região permite modelar com precisão os fenómenos associados a materiais heterogéneos.

Este aspecto pode ser especialmente útil na modelação de díodos com controlo de tempo médio de vida (*local lifetime control*), situação em que τ é função de x . Para tal basta associar um valor de τ a cada elemento, evitando assim alterar a resolução da EDA como em (Bryant 2005);

O compromisso precisão/tempo de simulação pode ser modificado através da adição/remoção de elementos (malhas RC) e das respectivas componentes no cálculo das quedas de tensão.

3.2.2 Modelo para o cálculo das fronteiras

No caso da base do IGBT, para além da região de armazenamento de carga, pode existir uma região de depleção na qual o transporte de carga é feito essencialmente por condução.

A Figura 3.11 ilustra as duas situações: base saturada e não saturada.

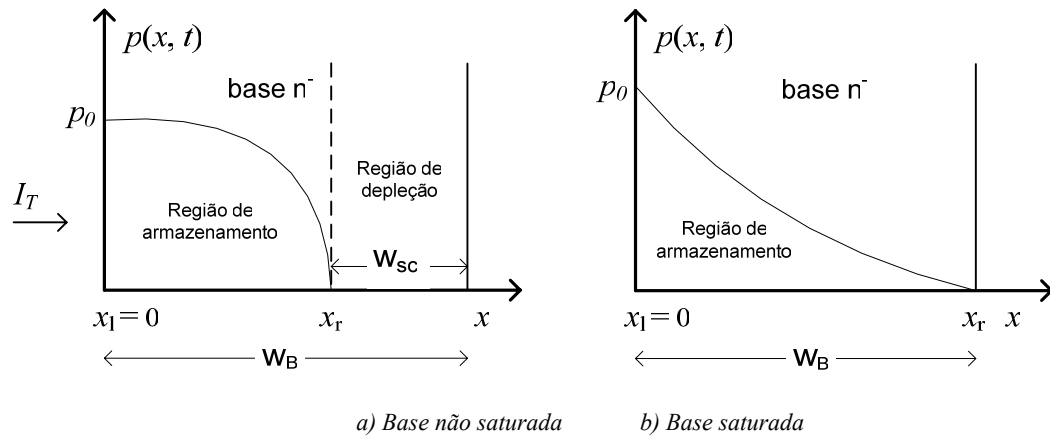


Figura 3.11 – Distribuição dos portadores na fase de desenvolvimento da região de depleção do IGBT.

As fronteiras da região de armazenamento, na qual a EDA se aplica, são por isso variáveis e são função da extensão da região de depleção. O conhecimento dessas fronteiras é essencial para determinar a largura de cada elemento finito.

Em condução directa e com a base repleta de portadores (base saturada), as fronteiras são fixas e

coincidem com os limites metalúrgicos da base ($x_l = 0$ e $x_r = W_B$). No início do regime de desaturação, após a saída de condução do dispositivo, a região de depleção desenvolve-se e a concentração de portadores em x_r anula-se, devido ao forte campo eléctrico (Berraies 1998), com tendência para tomar valores negativos. Como a zona de depleção apenas se desenvolve do lado do cátodo, x_l mantém-se fixa.

O cálculo das fronteiras é um dos pontos-chave (Bonnet 2003) para uma correcta modelação da dinâmica das cargas, uma vez que determina a formação da zona de carga espacial, responsável pelo bloqueio em tensão do dispositivo.

O método normalmente utilizado na determinação da evolução das fronteiras consiste em deslocar a fronteira, a partir do instante em que a concentração na mesma tende a tomar valores negativos, impor a condição de concentração nula ($p(x_r) = 0$) e iterar com ajustes sucessivos de x_r até ser obtida convergência (Araújo 1998a).

Determinado x_r , a largura da zona de depleção é calculada por:

$$W_{sc} = W_B - x_r \quad (3.25)$$

Em termos de implementação, tal é conseguido usando um esquema de realimentação de ganho elevado, conforme descrito no ponto 3.3.3.

3.2.3 Modelo para as zonas emissoras

Os semicondutores bipolares de potência são constituídos por uma ou mais zonas emissoras (p^+/n^+), fortemente dopadas, com o objectivo de injectar portadores maioritários na zona da base fracamente dopada (n^-), e assim diminuir a queda de tensão directa de condução. No entanto, há sempre uma fracção de portadores minoritários que são injectados, limitando assim a eficácia de injeção.

O controlo da eficácia de injeção é uma das técnicas para controlar a duração de vida dos portadores, alterando desta forma o desempenho estático e dinâmico, durante a fase de concepção do dispositivo (Berraies 1998).

Estas zonas emissoras são normalmente modeladas como zonas de recombinação, caracterizadas pelo parâmetro de recombinação b (Goebel 1994; Araújo 1998a; Berraies 1998).

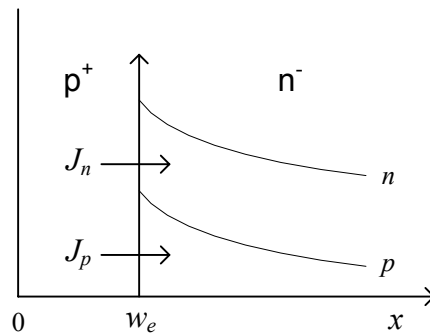


Figura 3.12 – Fluxo de portadores numa junção p^+/n^- .

Para uma junção p^+/n^- como a da Figura 3.12, a densidade de corrente de portadores minoritários (electrões) é representada pela equação:

$$J_n|_{W_e} = qh(pn|_{W_e}) \quad (3.26)$$

ou, em condições de injeção de alto nível:

$$J_n|_{W_e} = qh p^2|_{W_e} \quad (3.27)$$

Considerando algumas aproximações simplificativas, o valor do parâmetro h pode ser calculado por (Debie 1996; Araújo 1998a):

$$h \simeq \frac{D_n \coth\left(\frac{W_e}{L}\right)}{N_A L} \quad (3.28)$$

com $L = \sqrt{D_n \tau}$. No entanto, como esta expressão requer o conhecimento das propriedades físicas da zona emissora, é comum utilizar-se um valor empírico conforme descrito nos pontos seguintes.

Alguns autores usam o parâmetro I_{sne} para representar a eficiência do emissor, que se relaciona com o parâmetro h por:

$$I_{sne} = n_i^2 q A h \quad (3.29)$$

3.2.3.1 Emissores clássicos fortemente dopados

Em termos experimentais verifica-se que o valor de h nos emissores clássicos fortemente dopados ($\approx 10^{18} \text{ cm}^{-3}$), se situa numa gama estreita de 1 a $3 \times 10^{-14} \text{ cm}^4/\text{s}$ a 300K, com uma ligeira dependência da temperatura e pouco sensível à tecnologia usada¹ (Reynes 1986).

Na falta de elementos que permitam definir o parâmetro h em cada caso, a norma é utilizar por defeito o valor de $2 \times 10^{-14} \text{ cm}^4/\text{s}$ para emissores p^+ e $1 \times 10^{-14} \text{ cm}^4/\text{s}$ para emissores n^+ (Reynes 1986; Debie 1996; Bonnet 2004), e eventualmente proceder a um ajustamento para melhorar a concordância entre simulação/experiência.

3.2.3.2 Emissores transparentes

Os emissores transparentes são caracterizados por serem moderadamente dopados ($\approx 10^{16}$ a 10^{18} cm^{-3}) e estreitos (fracções de μm a alguns μm). Estes emissores são usados em algumas estruturas bipolares, como díodos rápidos ou IGBTs, como alternativa ao controlo de injeção para diminuir a carga armazenada na base (Debie 1996).

A ordem de grandeza de h é, de grosso modo, proporcional à concentração dopante N_A , pelo que a

¹ A explicação reside na conjugação dos efeitos da forte dopagem (recombinação de Auger, redução da mobilidade, etc.) que tendem a diminuir a influência dos parâmetros estruturais.

gama de variação é aproximadamente de 10^{-11} a 10^{-13} cm^{-3} a 300K.

3.2.4 Modelo para o canal MOS

As expressões utilizadas para o MOS existente no IGBT são, de grosso modo, as mesmas da teoria dos transístores MOS de potência (VDMOS) (Hefner 1991; Leturcq 1997; Berraies 1998), com a excepção de que a resistência de dreno é substituída por uma zona de base modulada em condutividade. Estas expressões, analisadas nos pontos seguintes, são comumente usadas na modelação da componente MOS do IGBT (Hefner 1994a; Leturcq 1997; Sheng 1999b).

3.2.4.1 Regime permanente

Utilizando um modelo simplificado (semelhante ao nível 1 do SPICE), a formação do canal para $V_{gs} > V_{th}$ origina uma corrente na região de triódo dada por:

$$I_{mos} = K_p \left[(V_{gs} - V_{th}) V_{ds} - \frac{V_{ds}^2}{2} \right] \quad (3.30)$$

e na região de saturação por:

$$I_{mos} = \frac{K_p (V_{gs} - V_{th})^2}{2} \quad (3.31)$$

V_{th} é a tensão limiar de condução e K_p a transcondutância. Esta última pode ser obtida pela fórmula $K_p = \mu_n Z C_{oxd} / L$ se forem conhecidas algumas propriedades físicas do canal (Z , L) (Simas 1989; Debric 1996).

Este modelo básico pode ser melhorado usando um modelo semi-empírico (semelhante ao nível 3 do SPICE) que leva em conta alguns fenómenos mais visíveis em estruturas de canal curto¹ (Shen 1993; Intusoft 2001) como:

- Redução da transcondutância na região de triódo;
- Redução da mobilidade devido ao campo eléctrico transversal para tensões de porta elevadas;
- Ruptura por avalanche para tensões de dreno elevadas.

Estes efeitos são modelados, respectivamente, por:

- Factor $K_f = K_{pin} / K_{psat}$ que representa a relação entre a transcondutância na zona de triódo e na zona de saturação;
- Parâmetro empírico θ associado à redução da mobilidade (Simas 1989; Trajkovic 1998)
- Factor de multiplicação por avalanche M .

¹ Estruturas com comprimento de canal tipicamente inferiores a 1-2 μm .

Reescrevendo as equações de corrente no canal temos:

$$\begin{cases} I_{mos} = 0 & V_{gs} > V_{th} \\ I_{mos} = K_{psat} K_f \left[(V_{gs} - V_{th}) V_{ds} - \frac{K_f}{2} V_{ds}^2 \right] \times \frac{M}{1 + \theta (V_{gs} - V_{th})} & V_{ds} < (V_{gs} - V_{th}) / K_f \\ I_{mos} = \frac{K_{psat} (V_{gs} - V_{th})^2}{2} \times \frac{M}{1 + \theta (V_{gs} - V_{th})} & V_{ds} > (V_{gs} - V_{th}) / K_f \end{cases} \quad (3.32)$$

com (Sze 1985; Hefner 1992; Bonnet 2004):

$$M = \frac{1}{1 - (V_{ds} / V_{br})^{BV_n}} \quad (3.33)$$

$$V_{br} = BV_f 5,34 \times 10^{13} N_B^{-0,75} \quad (3.34)$$

Os valores típicos de BV_n e BV_f são, respectivamente, 4 e 1.

3.2.4.2 Regime dinâmico

O comportamento dinâmico é governado pelas capacidades entre os terminais MOS como ilustrado na figura seguinte:

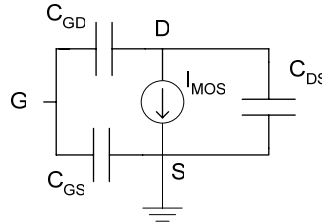


Figura 3.13 – Componente MOS do IGBT (notações MOS).

A Figura 3.14 ilustra a localização e formação das capacidades MOS na estrutura do IGBT, em função das tensões aos terminais MOS.

A capacidade não linear de Miller (C_{gd}) é a mais importante para descrever com rigor o processo de comutação da componente MOS. Esta capacidade é descrita pela associação em série da capacidade do óxido porta-dreno (C_{oxd}) e da capacidade de depleção porta-dreno (C_{gdj}):

$$\begin{cases} C_{oxd} & V_{gd} \leq V_{Td} \\ C_{oxd} C_{gdj} / (C_{oxd} + C_{gdj}) & V_{gd} > V_{Td} \end{cases} \quad (3.35)$$

em que C_{gdj} é definida por:

$$C_{gdj} = \frac{\epsilon_{si} A_{gd}}{W'_{sc}} \quad (3.36)$$

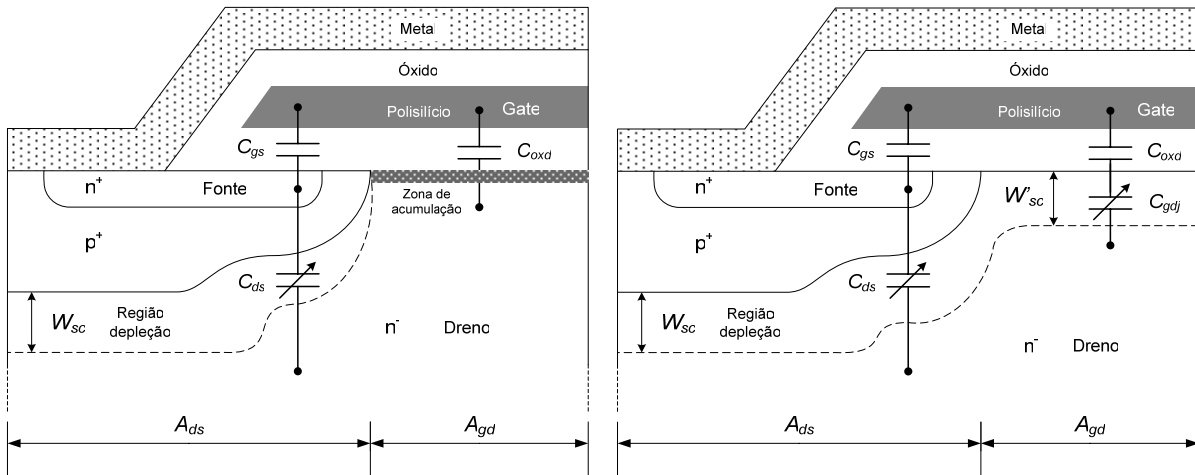
com:

$$W'_{sc} = \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}(V_{gd} + V_{Td})}{qN_B}} \quad (3.37)$$

resultando na seguinte expressão para a capacidade de Miller C_{gd} :

$$C_{gd} = \frac{C_{oxd}}{1 + \frac{W'_{sc} C_{oxd}}{\epsilon_{si} A_{gd}}} \quad (3.38)$$

W'_{sc} é a largura da zona de depleção formada na parte inferior da porta, N_D é o nível de dopagem da base e A_{gd} é a área da região MOS. Esta zona de depleção dá origem a uma zona de acumulação para $V_{ds} < V_{gs} - V_{Td}$.



$$V_{gs} > V_{th} \wedge V_{ds} < V_{gs} - V_{Td} \quad V_{gs} < V_{th} \quad (V_{ds} > V_{gs} - V_{Td})$$

Figura 3.14 – Localização e formação das capacidades MOS em função das tensões.

A capacidade dreno-fonte (C_{ds}) é definida da mesma forma que C_{gdj} :

$$C_{ds} = \frac{\epsilon_{si} A_{ds}}{W_{sc}} \quad (3.39)$$

com:

$$W_{sc} = \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}(V_{ds} + V_{bi})}{qN_B}} \quad (3.40)$$

W_{sc} é a largura total da zona de depleção formada por baixo do substrato p^+ e A_{ds} é a respectiva

área. De notar que $A_{gd} + A_{ds}$ representa a área total A do dispositivo. V_{bi} é o potencial interno da junção.

Como as duas zonas de depleção suportam tensões diferentes [(3.37) e (3.40)] e como $V_{gd} = V_{ds} - V_{gs}$, vem:

$$\begin{cases} W'_{sc} = 0 & W_{sc} < \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}(V_{gs} + V_{bi} - V_{Td})}{qN_B}} \\ W'_{sc} = \sqrt{W_{sc}^2 - \frac{2\epsilon_{si}(V_{gs} + V_{bi} - V_{Td})}{qN_B}} & W_{sc} > \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}(V_{gs} + V_{bi} - V_{Td})}{qN_B}} \end{cases} \quad (3.41)$$

Note-se que a largura de depleção total W_{sc} é dada por (3.25), resultante do cálculo das fronteiras da região de armazenamento.

Finalmente, a capacidade porta-fonte (C_{gs}) é normalmente extraída das curvas de capacidade e o uso de um valor constante produz normalmente bons resultados (Leturcq 1997; Sheng 1999a).

3.2.5 Modelo para as quedas de tensão

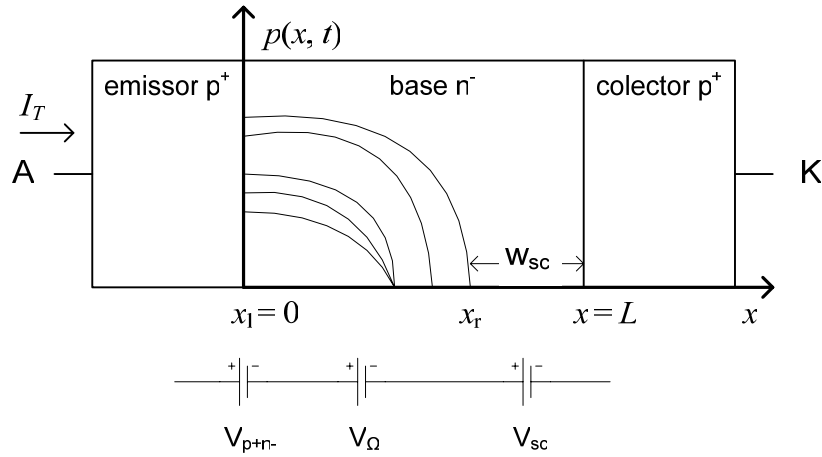


Figura 3.15 – Ilustração das quedas de tensão do IGBT.

Como o modelo se comporta globalmente como uma fonte de tensão controlada em corrente, é necessário calcular as quedas de tensão ao longo das várias regiões do IGBT (Figura 3.15). Desprezando a contribuição das zonas fortemente dopadas e/ou estreitas (emissor e colector) a queda de tensão total em condução directa é composta pelas seguintes componentes:

$$V_{IGBT} = V_{p^+n^-} + V_{\Omega} + V_{sc} \quad (3.42)$$

em que:

- $V_{p^+n^-}$ Queda na junção emissor-base
- V_{Ω} Queda na região de armazenamento
- V_{sc} Queda na região de depleção

3.2.5.1 Queda na junção emissor-base

De acordo com a aproximação de Boltzmann, e em condições de alto nível, a queda na junção p^+n^- pode ser calculada por:

$$V_{p^+n^-} = V_T \ln \left(\frac{p_0^2}{n_i^2} \right) \quad (3.43)$$

com p_0 a concentração na respectiva fronteira, correspondente ao valor de concentração no primeiro nó do primeiro elemento finito.

3.2.5.2 Queda na região de armazenamento

A queda de tensão na região n^- pode ser calculada por integração do campo eléctrico:

$$V_\Omega = \int_{x_l}^{x_r} E dx \quad (3.44)$$

Das equações de densidade de corrente (3.1) e (3.2) e desprezando a componente de difusão¹, o campo eléctrico é dado por:

$$E \simeq \frac{J}{q(\mu_n n + \mu_p p)} \quad (3.45)$$

Assumindo um nível de dopagem uniforme e quasi-neutralidade ($n = p + N_B$), resulta da substituição de (3.45) em (3.44):

$$V_\Omega \simeq \frac{1}{q} \int_{x_l}^{x_r} \frac{J}{p(\mu_n + \mu_p) + \mu_n N_B} dx \quad (3.46)$$

A equação (3.46) pode ser vista como a queda de tensão numa resistência modulada em condutividade:

$$V_\Omega = I_T R_B \quad (3.47)$$

com:

$$R_B = \frac{1}{qA} \int_{x_l}^{x_r} \frac{dx}{p(\mu_n + \mu_p) + \mu_n N_B} \quad (3.48)$$

De acordo com a aproximação por elementos finitos, a resistência R_B vem discretizada por:

$$R_B = \sum_{e=1}^n \frac{1}{qA_e} \int_{l_e} \frac{dx}{p^{(e)}(\mu_n + \mu_p) + \mu_n N_B} \quad (3.49)$$

¹ Esta simplificação, que corresponde a desprezar a chamada tensão de *Dember*, justifica-se porque esta apenas contribui com algumas unidades termodinâmicas ($\propto V_T$).

Considerando a aproximação da concentração de portadores $p(x)$ em coordenadas locais:

$$p^{(e)} = \left(1 - \frac{x}{l_e}\right)P_e + \frac{x}{l_e}P_{e+1} \quad (3.50)$$

Substituindo (3.50) em (3.49) e integrando vem (Araújo 1998a):

$$R_B = \sum_{e=1}^n \frac{l_e}{qA_e} \frac{\ln \left(\frac{P_{e+1}(\mu_n + \mu_p) + \mu_n N_B}{P_e(\mu_n + \mu_p) + \mu_n N_B} \right)}{(P_{e+1} - P_e)(\mu_n + \mu_p)} \quad (3.51)$$

De forma a simplificar a integração de (3.48) pode-se considerar constante a concentração entre dois nós consecutivos, o que significa utilizar o valor médio de p em cada elemento finito (Figura 3.16). Esta aproximação evita os logaritmos resultantes da integração de (3.48) e não afecta significativamente a precisão do modelo (Araújo 1998a).

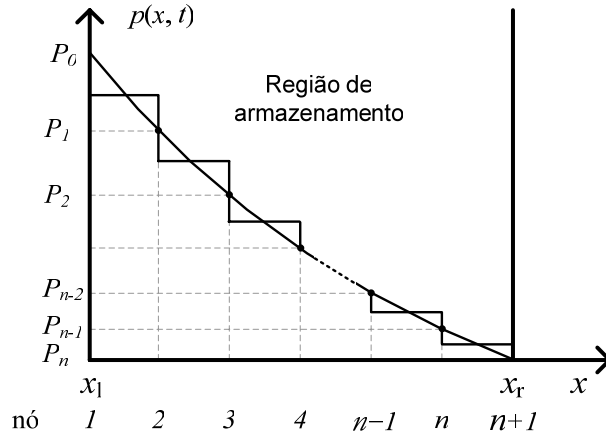


Figura 3.16 – Aproximação de $p(x)$ no cálculo da queda de tensão V_Ω .

De acordo com a formulação pelo MEF, resulta:

$$R_B \approx \sum_{e=1}^n \frac{l_e}{qA_e \left[P_{av}(\mu_n + \mu_p) + \mu_n N_B \right]} \quad (3.52)$$

com:

$$P_{av} = \frac{P_e + P_{e+1}}{2} \quad (3.53)$$

ou seja:

$$R_B \approx \sum_{e=1}^n \frac{2l_e}{qA_e \left[(P_e + P_{e+1})(\mu_n + \mu_p) + 2\mu_n N_B \right]} \quad (3.54)$$

Finalmente, substituindo em (3.47) temos:

$$V_{\Omega} = I_T \sum_{e=1}^n \frac{2l_e}{qA_e \left[(P_e + P_{e+1})(\mu_n + \mu_p) + 2\mu_n N_B \right]} \quad (3.55)$$

3.2.5.3 Queda na região de depleção

A queda de tensão na região de carga especial é calculada pela integração da equação de Poisson:

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{\partial E}{\partial x} = \frac{\rho(x)}{\epsilon_{si}} \quad (3.56)$$

com:

$$\rho(x) = q(p - n + N(x)) \quad (3.57)$$

Considerando fronteiras abruptas, uma base uniformemente dopada e admitindo que os portadores que atravessam a região de depleção se deslocam à velocidade limite, obtém-se a expressão clássica (Igic 2002):

$$V_{sc} = V_{ds} + V_{bi} = \frac{q}{2\epsilon_{si}} \left(N_B + \frac{|I_p|}{qAV_{psat}} - \frac{|I_n|}{qAV_{nsat}} \right) \left(W_{sc} + 2\sqrt{\frac{2\epsilon_{si}V_{bi}}{qN_B}} \right) W_{sc} \quad (3.58)$$

Note-se que a largura de depleção total W_{sc} é dada por (3.25), resultante do cálculo das fronteiras da região de armazenamento.

3.2.6 Modelo da *buffer layer*

Conforme referido em 3.1.3, a estrutura PT é caracterizada por possuir uma camada n^+ (*buffer layer*) altamente dopada, entre o substrato p^+ e a base n^- . Analisando a Figura 3.17, torna-se claro que esta camada adicional altera a condição fronteira (em $x = 0$) associada à EDA.

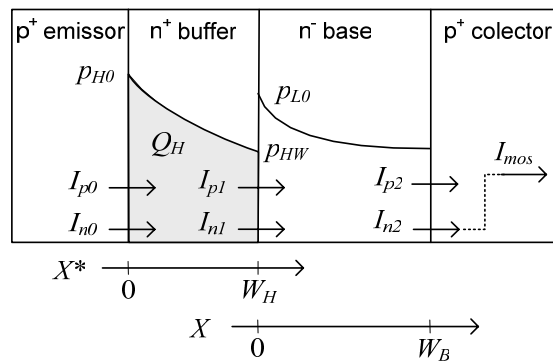


Figura 3.17 – Diagrama da parte bipolar do PT-IGBT.

Considerando que a solução da EDA é mais sensível aos parâmetros da zona n^- e não tanto aos parâmetros da zona n^+ (Kang 2003c), optou-se pela utilização de um modelo simplificado para a descrição da *buffer layer*. Desta forma, assume-se que o modelo adoptado para a zona n^+ não compromete a precisão global do modelo do IGBT, evitando problemas adicionais de convergência e tempos de simulação

superiores no caso do uso de modelos mais complexos.

Assim, a abordagem utilizada nesta tese baseia-se no modelo proposto por (Igic 2002) com pequenas modificações.

1) Condições fronteira

Uma vez que a *buffer layer* é uma região fortemente dopada (10^{16} a 10^{17} cm⁻³), a condição de injeção de baixo nível é sempre válida e a corrente de portadores minoritários pode ser obtida integrando a equação de continuidade da corrente de lacunas:

$$\frac{\partial p_H}{\partial t} = -\frac{p_H}{\tau_H} - \frac{1}{q} \frac{\partial J_p}{\partial x} \quad (3.59)$$

Rearranjando e integrando (3.59), temos, em coordenadas locais x^* :

$$-\frac{1}{q} \int_{x^*=0}^{W_H} \frac{\partial J_p}{\partial x} dx^* = \int_{x^*=0}^{W_H} \frac{p_H}{\tau_H} dx^* - \int_{x^*=0}^{W_H} \frac{\partial p_H}{\partial t} dx^* \quad (3.60)$$

Utilizando a relação entre a carga e concentração:

$$Q_H = qA \int_{x^*=0}^{W_H} p_H dx^* \quad (3.61)$$

a equação (3.60) reduz-se a:

$$I_{p1} = I_{p0} - \frac{Q_H}{\tau_H} - \frac{dQ_H}{dt} \quad (3.62)$$

com I_{p0} e I_{p1} as correntes de lacunas, respectivamente, à entrada e à saída da zona n^+ , Q_H a carga armazenada e τ_H tempo médio de vida¹.

A corrente I_{p0} é determinada em função da corrente total I_T e usando a teoria dos parâmetros h , como no caso do NPT-IGBT:

$$I_{p0} = I_T - qAh_p N_H p_{H0}^2 \quad (3.63)$$

Assumindo uma distribuição linear da concentração, a carga armazenada em n^+ (Q_H) é determinada por:

$$Q_H = qAW_H \frac{p_{H0} + p_{HW}}{2} \quad (3.64)$$

As concentrações em (3.64) podem ser relacionadas assumindo que a corrente de lacunas flui apenas por difusão. Usando a aproximação linear, temos:

¹ O índice 'H' nas variáveis indicam que estas se referem à zona da *buffer layer*.

$$\frac{dp}{dx} = \frac{p_{H0} - p_{HW}}{W_H} \quad (3.65)$$

e através da equação de densidade de corrente de lacunas:

$$I_{p0} = qAD_{pH} \frac{dp}{dx} \quad (3.66)$$

a concentração de lacunas p_{H0} é expressa por:

$$p_{H0} = p_{HW} + \frac{I_{p0}W_H}{qAD_{pH}} \quad (3.67)$$

Finalmente, p_{HW} é obtido usando a condição de quase-equilíbrio para a junção n^+/n^- em condições de injeção de alto nível na base n^- (Hefner 1995):

$$p_{WH} = \frac{p_{L0}^2}{N_H} \quad (3.68)$$

Substituindo (3.63), (3.64), (3.67) e (3.68) em (3.62), I_{p1} é função somente de p_{L0} como no caso NPT.

Deste modo, o efeito da *buffer layer* é tido em conta usando (3.62) na equação da condição fronteira à esquerda:

$$\left. \frac{\partial p}{\partial x} \right|_{x=0} = \frac{1}{2qA} \left(\frac{I_T - I_{p1}}{D_n} - \frac{I_{p1}}{D_p} \right) \quad (3.69)$$

2) Quedas de tensão

Usando a aproximação de Boltzmann, as quedas de tensão nas junções na n^+ são dadas por (Kang 2003d; Wang 2004a):

$$V_{p^+n^+} = V_T \ln \left(\frac{p_{H0}N_H}{n_i^2} \right) \quad (3.70)$$

$$V_{n^+n^-} = V_T \ln \left(\frac{N_B}{p_{L0}} \right) \quad (3.71)$$

3.3 Implementação do modelo no simulador IsSpice

3.3.1 Introdução

A ferramenta de simulação utilizada nesta tese, o IsSpice4™ (Intusoft 2004), é um simulador combinado entre a versão original Berkeley SPICE 3F.5 e o simulador XSPICE. O simulador é parte integrante da aplicação de simulação ICAP/4 da Intusoft™.

3.3.1.1 Implementação das equações

A incorporação de modelos analíticos no SPICE apresenta algumas restrições, e não é imediata em comparação com outros simuladores como, por exemplo, o SABER. No entanto, a inserção de expressões matemáticas complexas no SPICE é possível através da funcionalidade *Analog Behavioral Modeling* (ABM) (Basso 1997; Cotorogea 1998; Intusoft 2004). Esta é caracterizada¹ pelo uso de fontes lineares dependentes (de tensão ou corrente – E, F, G ou H) ou fontes não lineares dependentes (tipo B), que permitem definir funções de transferência não lineares através de algumas funções matemáticas (trigonométricas, exponenciais, etc.), bem como condições *if-then-else*.

3.3.1.2 Convergência

A solução de um problema não linear numa análise DC ou transitória é encontrada através de um algoritmo iterativo. Partindo de uma estimativa inicial das tensões nodais, estas são recalculadas em cada iteração satisfazendo as Leis de Kirchhoff, até que os respectivos valores estabilizem dentro dos limites de tolerância especificados. Estes limites podem ser alterados através de parâmetros de controlo como RELTOL, VNTOL e ABSTOL. Numa análise DC, se as tensões não estabilizarem ao fim de determinado número de iterações, a simulação é abortada. Numa análise transitória o processo iterativo é repetido para cada passo de tempo. Se as tensões não estabilizarem o passo de tempo é reduzido e o processo continua. Se o passo de tempo for reduzido para além de uma fracção específica do tempo de simulação definido, a simulação é abortada com a indesejável mensagem “*Time step too small*”.

A falta de convergência nas simulações é um dos problemas tipicamente encontrados em circuitos com um número relativamente elevado de componentes, como é o caso de um modelo físico de um semiconductor de potência. Este é, sem dúvida, um factor decisivo para a aceitação de um modelo pela comunidade científica e industrial (Tseng 1997).

Essa fragilidade é ainda mais visível nos simuladores na família SPICE que usam algoritmos de integração numérica mais rudimentares, como são os casos do método trapezoidal e de Euler (ou *Gear*). Por outro lado, como o simulador SPICE foi desenvolvido inicialmente para a área da microelectrónica, torna-se necessário efectuar alguns ajustes quando se pretende simular circuitos de potência. Assim, a convergência do modelo pode ser melhorada, tendo os seguintes cuidados (Intusoft 2004):

- Utilização do método *Gear* que é o mais aconselhável para circuitos de electrónica de potência;
- Alteração de VNTOL e ABSTOL de acordo com os níveis de tensão/corrente. Estes devem ser alterados para cerca de oito ordens de grandeza abaixo dos níveis máximos de tensão e corrente;
- Diminuir a precisão da simulação (valores de RELTOL mais elevados);
- Uso de *snubbers* RC em paralelo com IGBTs/díodos;

¹ Dependendo da compatibilidade do simulador com a versão de Berkeley, a correspondente sintaxe pode variar significativamente, como é o caso do PSPICE.

- Uso de elementos parasitas (como indutâncias) e circuitos realistas (como fontes de alimentação com tempos de subida e descida);

3.3.2 Circuito da zona de armazenamento

Conforme descrito em 3.2.1, a solução da EDA é obtida pela associação em série de malhas RC, com a configuração ilustrada na figura seguinte:

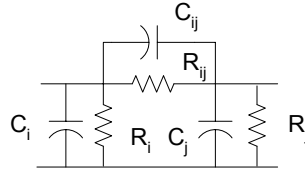


Figura 3.18 – Circuito eléctrico equivalente de um elemento finito.

em que:

$$\begin{aligned} C_{ij} &= -\frac{A_e l_e}{6D}; & C_i = C_j &= \frac{A_e l_e}{2D} \\ R_{ij} &= \frac{6D\tau l_e}{6D\tau A_e - A_e l_e^2}; & R_i = R_j &= \frac{2D\tau}{A_e l_e} \end{aligned} \quad (3.72)$$

Como o comprimento de cada elemento finito (l_e) é variável no tempo, devido à evolução das fronteiras, as resistências e condensadores da malha são também variáveis. O subcircuito e o respectivo código associado à implementação de uma malha estão representados na figura seguinte:

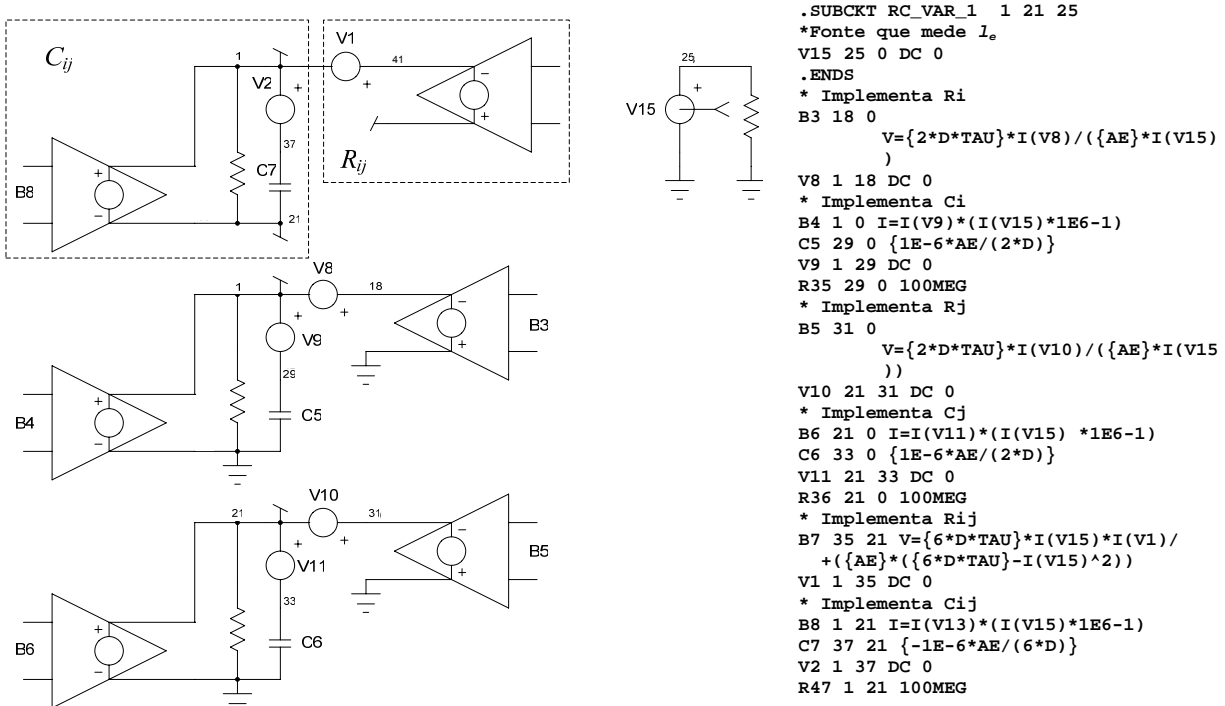


Figura 3.19 – Subcircuito que implementa uma malha RC (um elemento finito).

A fonte de tensão V15 mede a largura do elemento finito (resultante do cálculo da largura da zona n^-). B7 e V1 implementam uma resistência variável e B8, C7 e V2 implementam um condensador variável (Araújo 1998a).

Uma vez construído o subcircuito associado a um elemento finito, a implementação no simulador da EDA, com a precisão desejada, é imediata. A Figura 3.20 ilustra a implementação com 9 elementos.

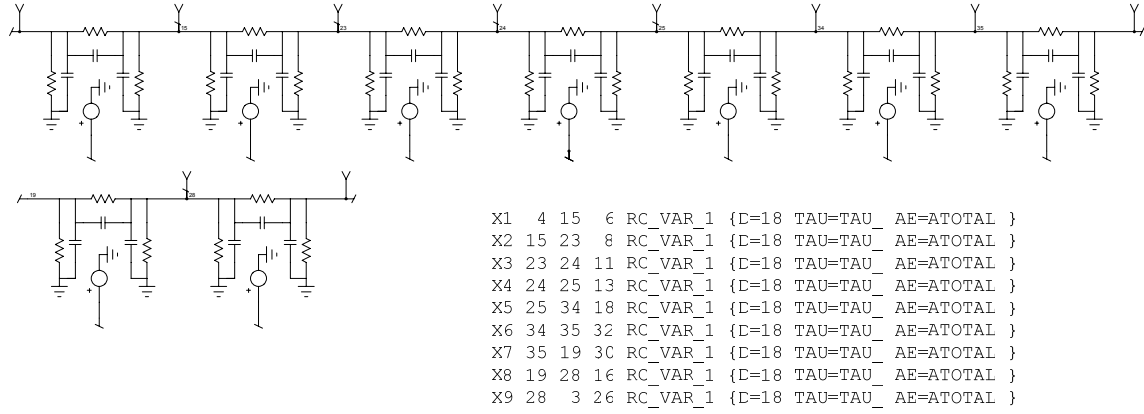


Figura 3.20 – Circuito que implementa a EDA com 9 elementos.

Note-se que, para cada subcircuito, os valores de D , τ e \mathcal{A} são passados como parâmetros D, TAU e AE. Deste modo, e se tal for desejável, torna-se bastante fácil utilizar valores diferentes para cada parte do domínio.

Os valores da concentração são acessíveis através das tensões nos nós da malha. Uma vez que os níveis de concentração atingidos são da ordem de grandeza de 10^{17} cm^{-3} , estas são normalizadas a 10^{14} de modo a manter os valores das tensões numa gama adequada.

3.3.3 Circuito das condições fronteira

Conforme exposto em 3.2.1.2, as condições fronteira associadas à EDA são implementadas através de duas fontes de corrente, injectadas no primeiro e último nós, correspondendo à matriz:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} -(f+g)A_1 & 0 & \cdots & 0 & -(f+g)A_n \end{bmatrix}^T \quad (3.73)$$

ou seja:

$$\begin{cases} I_l = -(f+g)A_1 = -\frac{\partial p}{\partial x}\bigg|_{x_l} \times A \\ I_r = -(f+g)A_n = -\frac{\partial p}{\partial x}\bigg|_{x_r} \times A \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_l = -\frac{1}{2qA} \left(-\frac{I_T}{D_p} + \frac{2qAh_p p_{x_l}^2}{D} \right) A \\ I_r = -\frac{1}{2qA} \left(-\frac{I_T}{D_p} + \frac{2I_{mos}}{D} \right) A \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_l = \frac{I_T}{2qD_p} - \frac{Ah_p p_{x_l}^2}{D} \\ I_r = \frac{I_T}{2qD_p} - \frac{I_{mos}}{qD} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_l = 2.671 \times I_T - \frac{Ah_p p_{x_l}^2}{18} \\ I_r = 2.671 \times I_T - 3.472 \times I_{mos} \end{cases} \quad (3.74)$$

Estas relações são implementadas no simulador através do subcircuito da figura seguinte.

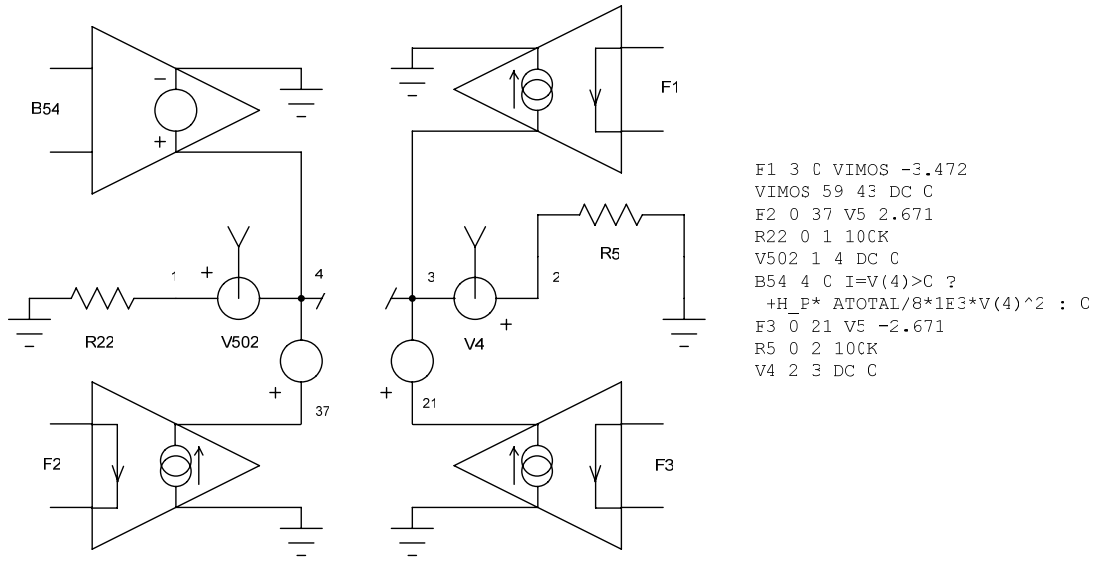


Figura 3.21 – Subcircuito que implementa as condições fronteira.

As fontes¹ F2 e F3 implementam o termo correspondente à corrente total (medido por V5) em (3.74). A fonte B54 implementa o termo associado à concentração em x_i (medida por V(4)) enquanto o termo da corrente I_{mos} (medida por VIMOS) é implementada por F1. As resistências R5 e R22 efectuem a medida da corrente associada ao deslocamento das fronteiras (ver ponto seguinte).

3.3.4 Circuito de cálculo das fronteiras da zona n^-

Como referido em 3.2.2, o método normalmente usado para determinar a evolução das fronteiras consiste em deslocar a fronteira, a partir do instante em que a concentração na mesma tende a tomar valores negativos, impor a condição de concentração nula ($p(x_f) = 0$) e iterar com ajustes sucessivos de x_f até ser obtida convergência (Araújo 1998a).

A implementação deste esquema no simulador (Figura 3.22) é conseguida através de uma malha de realimentação de ganho elevado (Massol 1993; Araújo 1998a). O processo consiste em medir as concentrações no primeiro e último nós e, sempre que estas tendam a ser negativas, multiplicar por um ganho elevado, subtraindo posteriormente à largura total da zona n^- .

¹ Fontes tipo F são fontes de corrente controladas em corrente.

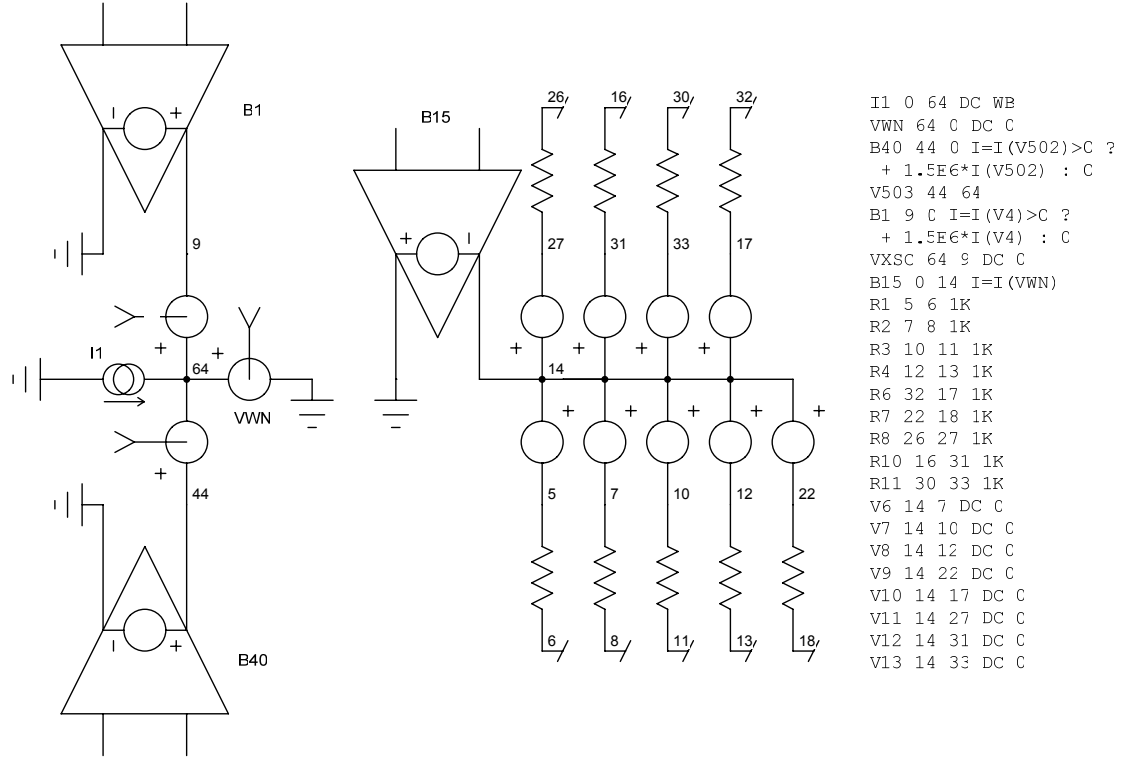


Figura 3.22 – Subcircuito que implementa o cálculo das fronteiras da zona n^- .

O valor das correntes nas resistências R22 e R5 (Figura 3.21) associadas, respectivamente, aos primeiro e último nós, são medidas e passadas às fontes B40 e B1. Quando a concentração nesses nós for negativa, o valor das correntes é multiplicado por um ganho elevado e subtraído à largura total da base (I1). A largura da zona n^- (medida por VWN) é passada à fonte B15. A largura de cada elemento finito l_e é calculada pelo divisor resistivo, com valores de resistências iguais para larguras elementares iguais. A corrente em cada ramo é injectada no nó de controlo de cada elemento finito (fonte V15 da Figura 3.19).

3.3.5 Circuito do canal MOS

Recorde-se aqui a expressão para a corrente no canal:

$$\begin{cases} I_{mos} = 0 & V_{gs} > V_{th} \\ I_{mos} = \frac{K_{psat} K_f}{1 + \theta(V_{gs} - V_{th})} \times \left[(V_{gs} - V_{th}) V_{ds} - \frac{K_f}{2} V_{ds}^2 \right] & V_{ds} < (V_{gs} - V_{th}) / K_f \\ I_{mos} = \frac{K_{psat}}{1 + \theta(V_{gs} - V_{th})} \times \frac{(V_{gs} - V_{th})^2}{2} & V_{ds} > (V_{gs} - V_{th}) / K_f \end{cases} \quad (3.75)$$

Estas expressões são representadas com fontes não lineares do tipo B, como se indica na Figura 3.23.

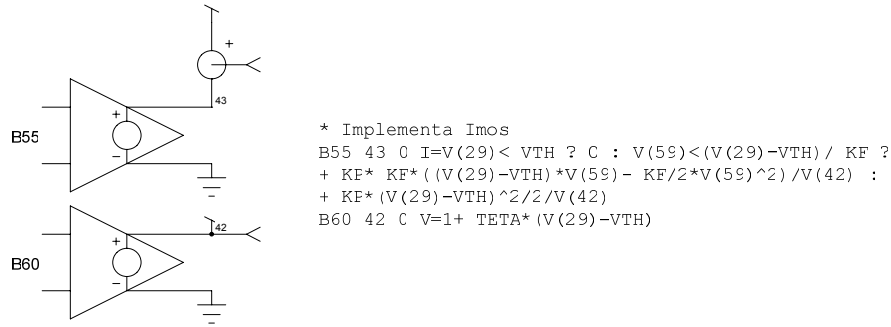


Figura 3.23 – Subcircuito que implementa a corrente no canal MOS.

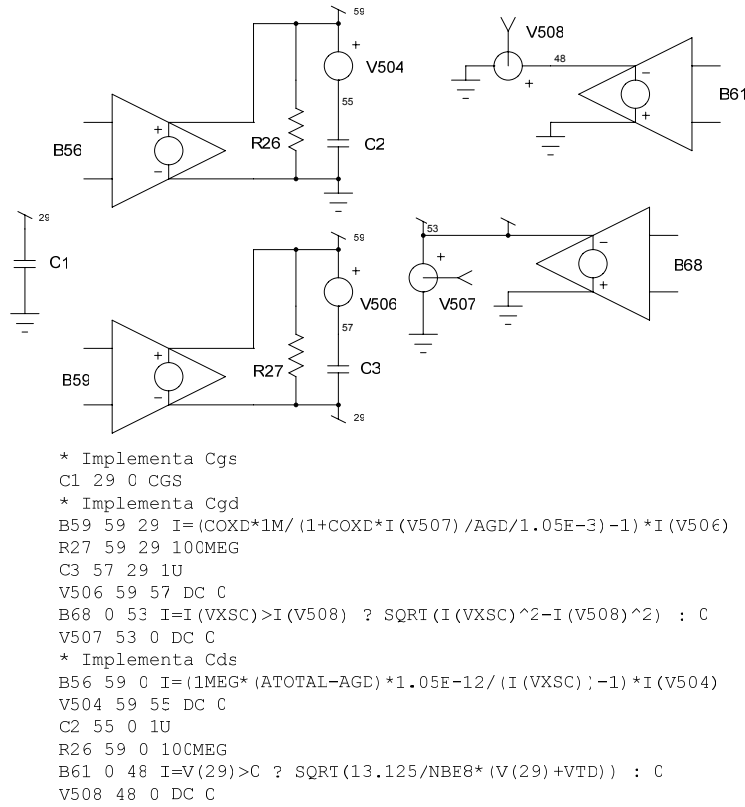


Figura 3.24 – Subcircuito que implementa as capacidades MOS.

A Figura 3.24 ilustra a implementação das capacidades MOS definidas pelas seguintes equações:

$$C_{ds} = \frac{\epsilon_{si} A_{ds}}{W_{sc}} \quad (3.76)$$

$$C_{gd} = \frac{C_{oxd}}{1 + \frac{W'_{sc} C_{oxd}}{\epsilon_{si} A_{gd}}} \quad (3.77)$$

$$\begin{cases} W'_{sc} = 0 & W_{sc} < \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}(V_{gs}+V_{bi}-V_{Td})}{qN_B}} \\ W'_{sc} = \sqrt{W_{sc}^2 - \frac{2\epsilon_{si}(V_{gs}+V_{bi}-V_{Td})}{qN_B}} & W_{sc} > \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}(V_{gs}+V_{bi}-V_{Td})}{qN_B}} \end{cases} \quad (3.78)$$

C1 representa a capacidade fixa C_{gs} . As capacidades variáveis C_{ds} e C_{gd} são implementadas com um subcircuito semelhante ao dos condensadores das malhas RC. A fonte B56 implementa C_{ds} em que a largura total da zona de depleção (W_{sc}) é medida por VXSC. Relembre-se que esta largura resulta do cálculo das fronteiras da zona n^- . A capacidade de Miller (C_{gd}) é implementada por B59 com W'_{sc} calculada com B61 e B68, e medida por V508.

3.3.6 Circuito das quedas de tensão

A queda de tensão ao longo do dispositivo, em condução directa, é dada pelas contribuições:

- $V_{p^+n^-}$ Queda na junção emissor-base
- V_{Ω} Queda na região de armazenamento
- V_{sc} Queda na região de depleção

com:

$$V_{p^+n^-} = V_T \ln \left(\frac{p_0^2}{n_i^2} \right) \quad (3.79)$$

$$V_{\Omega} = I_T \sum_{e=1}^n \frac{2l_e}{qA_e [(P_e + P_{e+1})(\mu_n + \mu_p) + 2\mu_n N_B]} \quad (3.80)$$

$$V_{sc} = \frac{qN_B}{2\epsilon_{si}} \left(W_{sc} + 2\sqrt{\frac{2\epsilon_{si}V_{bi}}{qN_B}} \right) W_{sc} \quad (3.81)$$

Estas equações têm implementação imediata no simulador através de fontes tipo B. O respectivo código está ilustrado da figura seguinte.

```
* Implementa Vp+n-
B42 52 0 V=V(4)>0 ? 2*26E-3*LN((V(4)*1E7)/1.45) : 0
* Implementa Vsc
B12 59 0 V=I(V4)>0 ? NBE6*7.6*I(VXSC)*(I(VXSC)+2*SQRT(13.125/NBE8+VBI)) : 0
* Implementa Vomega
B69 85 0 V=V(4)>0 ? 1/((V(4)+V(15))*1E3*1950+2*Nb*1500) : 1/(2*Nb*1500)
B70 87 0 V=V(23)>0 ? 1/((V(23)+V(24))*1E3*1950+2*Nb*1500) : 1/(2*Nb*1500)
B71 88 0 V=V(24)>0 ? 1/((V(24)+V(25))*1E3*1950+2*Nb*1500) : 1/(2*Nb*1500)
B73 90 0 V=V(25)>0 ? 1/((V(25)+V(34))*1E3*1950+2*Nb*1500) : 1/(2*Nb*1500)
B74 91 0 V=V(34)>0 ? 1/((V(34)+V(35))*1E3*1950+2*Nb*1500) : 1/(2*Nb*1500)
B75 92 0 V=V(28)>0 ? 1/((V(28)+V(3))*1E3*1950+2*Nb*1500) : 1/(2*Nb*1500)
B76 86 0 V=V(15)>0 ? 1/((V(15)+V(23))*1E3*1950+2*Nb*1500) : 1/(2*Nb*1500)
B77 93 0 V=V(35)>0 ? 1/((V(35)+V(19))*1E3*1950+2*Nb*1500) : 1/(2*Nb*1500)
B78 94 0 V=V(19)>0 ? 1/((V(19)+V(28))*1E3*1950+2*Nb*1500) : 1/(2*Nb*1500)
* =2Le/(Q*A*SUM(PAV*(NIUNP+NIUN)+2*NIUN*Nb))
B72 89 0 V=2*I(VWN)/9/(ATOTAL*1.6E-5)*(V(85)+V(86)+V(87)+V(88)+
+ V(90)+V(91)+V(93)+V(94)+V(92))
* Vomega=It*Rb
B79 95 0 V=I(V512)*V(89)
```

Figura 3.25 – Implementação da quedas de tensão ao longo do IGBT.

Note-se que a concentração na fronteira esquerda é medida por V4 e largura da zona de depleção por VXSC. A corrente total é medida em V512.

3.3.7 Circuito final

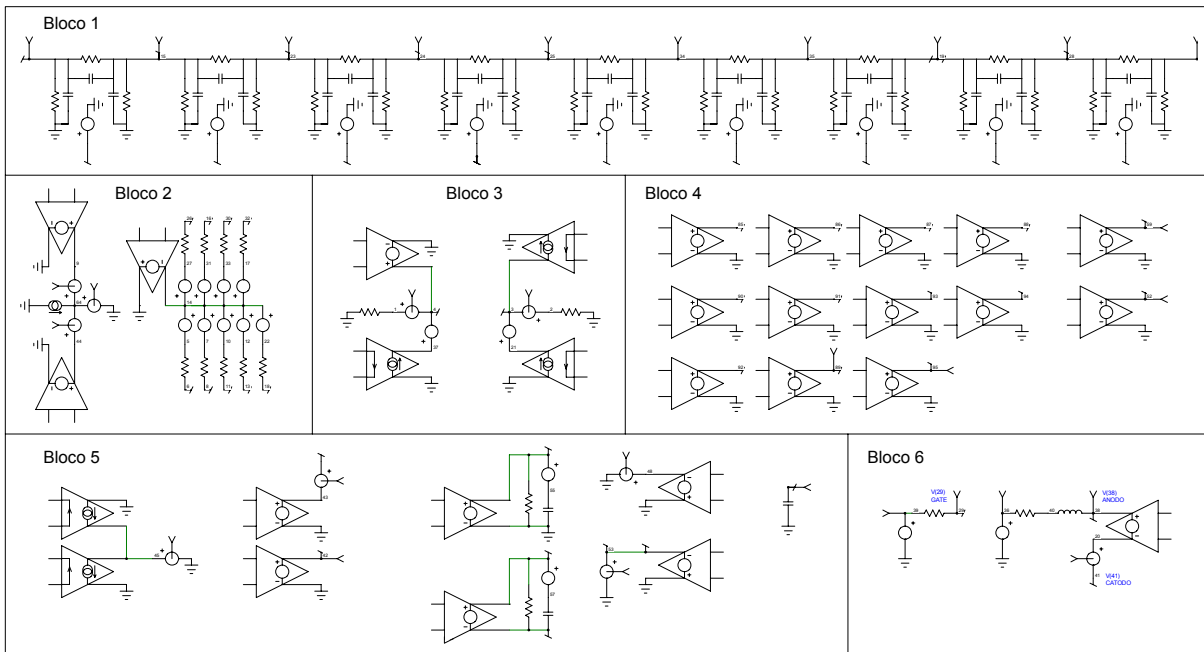


Figura 3.26 – Modelo global do NPT-IGBT.

A Figura 3.26 mostra um modelo global de um NPT-IGBT, constituído pelos vários subcircuitos descritos nos pontos anteriores. Assim, temos:

- No bloco 1 o circuito associado à solução da EDA na zona de armazenamento n^- . O acesso ao valor da concentração dos portadores é imediato através de cada um dos 10 nós dos 9 elementos finitos. Note-se que a largura de cada elemento (calculada no Bloco 2) é injectada no respectivo nó de controlo;
- No bloco 2 o circuito responsável pelo cálculo da largura da zona de depleção e, por consequência, da largura da zona de armazenamento. O divisor resistivo calcula a largura elementar que é passada a cada elemento finito;
- No bloco 3 o circuito que implementa as condições fronteira. As concentrações no primeiro e último nós são aqui medidas (sob a forma de corrente) e realimentadas para o Bloco 2;
- No bloco 4 o circuito que calcula as várias quedas de tensão do dispositivo;
- No bloco 5 o circuito associado à componente MOS do IGBT. Aqui são calculados os valores das capacidades do dispositivo, bem como, a corrente do canal e a relação com a corrente total;
- No bloco 6 o circuito que implementa a ligação do semicondutor à carga e ao circuito de comando. A implementação usa uma fonte de tensão, equivalente à soma todas as quedas de tensão, em série com uma fonte de tensão que mede a corrente total do dispositivo. Desta forma, o IGBT é visto como uma fonte de tensão controlada em corrente.

3.4 Conclusões

Este Capítulo apresenta um modelo para o IGBT baseado no MEF, bem como a respectiva implementação no simulador de circuitos eléctricos IsSpice4. O núcleo fundamental do modelo reside na solução da distribuição dos portadores na base do dispositivo (zona n^-), a qual é obtida pela resolução da EDA através de uma abordagem variacional com posterior minimização pelo MEF. O domínio é pois decomposto em várias secções, nas quais a concentração é aproximada por funções elementares.

Esta formulação resulta num sistema de equações diferenciais ordinárias cujas incógnitas são os valores nodais associados aos vários elementos finitos. Mostra-se ainda que a solução deste sistema de equações é equivalente à solução de um circuito eléctrico composto por resistências e condensadores variáveis (malhas RC), cuja topologia depende do tipo de elementos finitos usados. A distribuição dos portadores ao longo da base é representada pela associação em série de um conjunto de malhas, cada qual associada a uma parte do domínio. Deste modo, a alteração do compromisso entre a precisão e o tempo de cálculo é feita de forma simples e imediata, sendo suficiente alterar o número de malhas em série. As condições fronteira associadas à EDA são incorporadas por meio de duas fontes de corrente, injectadas no primeiro e último nós. Adicionando modelos suplementares para as restantes zonas do dispositivo (emissor, região de depleção, canal MOS e as quedas de tensão), desenvolveu-se um modelo completo para o IGBT.

Apresentou-se ainda neste capítulo, os detalhes relativos à implementação do modelo num simulador da família SPICE. As equações do modelo são incorporadas no simulador através de fontes controladas de tensão/corrente usando a funcionalidade ABM. Cumpriu-se assim um dos objectivos deste trabalho: a implementação de um modelo do IGBT, baseado na física dos semicondutores, num simulador de uso genérico.

A abordagem híbrida utilizada, com uma componente numérica para a zona da base e uma componente analítica para as restantes zonas, permite descrever com rigor o comportamento estático e dinâmico do dispositivo, evitando os tempos de simulação típicos das abordagens exclusivamente numéricas. De facto, como se expõe no Capítulo 5, é possível obter tempos da ordem da dezena de segundos, para simular um ciclo completo de comutação.

Para além destas características, a abordagem utilizada apresenta outros aspectos, não menos importantes, e que a distinguem de outras alternativas pela sua elevada flexibilidade. Em concreto, é possível:

Alterar o compromisso entre a precisão e o tempo de cálculo. Para isso basta alterar o número de elementos finitos associados à solução da EDA. O mesmo é dizer adicionar/retirar malhas RC (Figura 3.19), bem como alterar o número de componentes no cálculo da queda de tensão e o número de resistências associadas ao cálculo da largura elementar, de forma a reflectir o actual número de nós.

Melhorar a qualidade da aproximação utilizando elementos finitos com larguras não uniformes¹. De facto, o uso de elementos não equidistantes permite utilizar elementos mais estreitos nas zonas onde a variação da concentração é mais rápida, ou seja, junto às fronteiras. Esta alteração é imediata, bastando para isso alterar os valores das resistências no circuito que calcula a largura elementar (Bloco 2 da Figura 3.26).

Implementar um modelo com parâmetros físicos dependentes da posição (ao longo da base), ou seja, utilizar parâmetros não uniformes como tempos médios de vida, mobilidades, dopagens, etc. Para tal, basta passar o respectivo valor ao subcircuito correspondente à parte do domínio em questão.

Assim, com este modelo, o engenheiro projectista de circuitos com IGBTs terá à sua disposição uma ferramenta de uso simples, capaz de reproduzir fielmente as características estáticas e dinâmicas do semiconductor. Assim, é possível compreender melhor uma dada topologia, optimizá-la por simulação, analisar condições críticas de funcionamento, estudar a associação em série ou paralelo e simular topologias desconhecidas sem os riscos e os custos inerentes a uma abordagem experimental.

¹ Note-se que a aproximação pode ainda ser melhorada, mantendo o mesmo número de nós, utilizando elementos finitos de ordem superior a 1, ou seja, com mais do que 2 nós por elemento finito. Esta alteração faz-se substituindo simplesmente o subcircuito associado a um elemento finito.

4

Extracção de parâmetros

Neste Capítulo é abordada a questão da extracção de parâmetros para modelos físicos de semicondutores de potência. O Capítulo começa com uma breve revisão da literatura sobre o assunto, no domínio dos IGBTs, seguido de uma apresentação de algumas técnicas clássicas de extracção.

Posteriormente, propõe-se e discute-se um novo procedimento de extracção de parâmetros. O procedimento baseia-se num algoritmo de optimização – Simulated Annealing – que, por comparação de resultados experimentais e de simulação, encontra um conjunto óptimo de parâmetros que minimiza uma dada função objectivo. O método é simples de implementar, converge para o mínimo mesmo sem uma boa estimativa inicial e requer dois ensaios experimentais, com circuitos de teste de pequena complexidade.

O Capítulo com a apresentação da implementação do procedimento e dos resultados obtidos.

4.1 Introdução

Os modelos físicos de semicondutores de potência, em particular os mais complexos, como é o caso do IGBT, são caracterizados por um número de parâmetros relativamente elevado. Tal deve-se ao facto de os parâmetros estarem associados a um conjunto de propriedades físicas do dispositivo, nomeadamente propriedades geométricas e tecnológicas.

Para o modelo do NPT-IGBTm desenvolvido nesta tese, foram identificados 14 parâmetros considerados mais relevantes (Tabela 4.1).

Tabela 4.1 – Parâmetros do modelo NPT-IGBT.

Símbolo	Descrição	Unidade
A	Área total	cm^2
A_{gd}	Área porta-dreno	cm^2
C_{gs}	Capacidade porta-fonte	F
C_{oxd}	Capacidade de depleção óxido porta-dreno	F
h_p	Parâmetro de recombinação do emissor	cm^4/s
K_f	Factor de transcondutância da região de tródo MOS	-
K_p	Transcondutância da região de saturação MOS	A/V^2
N_B	Concentração na base (nível de dopagem)	cm^{-3}
V_{bi}	Potencial interno da junção	V
V_{Td}	Tensão de depleção porta-dreno	V
V_{th}	Tensão limiar de condução	V
W_B	Largura metalúrgica da base	cm
θ	Factor de redução da transcondutância	V^{-1}
τ	Tempo médio de vida	s

Dada a sua natureza, o processo de extracção destes parâmetros é normalmente uma tarefa complexa, sendo uma das desvantagens dos modelos físicos quando comparados com outras abordagens de modelação. Esta dificuldade fez com que a questão da extracção de parâmetros passasse para segundo plano, pelo que a grande maioria dos modelos desenvolvidos nas últimas décadas, não são suportados por mecanismos que permitam identificar os parâmetros do modelo.

Alguns autores afirmam que os fabricantes deveriam ser a principal fonte de informação e dar mais suporte ao processo de extracção. No entanto, no estado actual de tecnologia, alguns parâmetros são dificilmente mensuráveis, como são no caso do IGBT, a tensão limiar de condução, V_{th} , o tempo médio de vida dos portadores, τ , e os correspondentes coeficientes de temperatura (Berraies 1998). Por outro lado, os fabricantes apenas podem disponibilizar valores médios, pelo que esta informação é sempre limitada. Aliás, isto é o que já acontece com as bibliotecas de modelos disponibilizados pelos fabricantes para a sua família de semicondutores (Lauritzen 2001).

A crescente utilização da simulação na área da electrónica de potência e o desenvolvimento, nos últimos anos, de novos modelos de semicondutores de potência, levou, inevitavelmente, a comunidade científica a consciencializar-se de que a extracção de parâmetros é uma questão fulcral e a considerá-la como um dos aspectos decisivos na evolução da modelação de semicondutores de potência (Kraus 1998b). De facto, a existência de um processo sistemático para a extracção de parâmetros é fundamental para que o projecto, de circuitos de electrónica de potência, se realize através da simulação. Este é, sem dúvida, um dos aspectos que tem limitado o uso generalizado de modelos físicos na simulação de circuitos com dispositivos de potência (Tseng 1997).

Como consequência, verificou-se nos últimos anos uma intensa actividade de investigação abordando esta questão. Entre os mais recentes destacam-se os trabalhos de (Hefner 2000; Lauritzen 2001; Claudio 2002; Allard 2003; Kang 2003c).

Os métodos comumente usados na extracção de parâmetros baseiam-se em:

- Ensaios e medições experimentais;
- Extrapolação de dados das folhas de características;
- Equações que relacionam os parâmetros.

Regra geral, os procedimentos de extracção combinam pelo menos duas, senão mesmo todas, as vertentes atrás referidas. No entanto, cada procedimento dá mais importância a uma ou outra vertente.

A qualidade de um método de extracção é fundamental para a qualidade final do modelo, uma vez que determina a gama de validade do mesmo. Não poucas vezes se encontra na literatura o ajuste de um ou outro parâmetro de modo a fazer corresponder os resultados experimentais com os de simulação. Este é um procedimento arriscado porque, a menos que se faça uma validação exaustiva, normalmente apenas garante a validade do modelo para as condições de operação para as quais foi feito o ajuste.

Os procedimentos fundamentalmente baseados em medições experimentais são usualmente considerados como os únicos capazes de fornecer resultados precisos (Kraus 1998b). Um dos exemplos mais conhecidos é o procedimento desenvolvido para o modelo do IGBT de Hefner (Hefner 1992; Hefner 2000). O procedimento implica a existência de uma estrutura experimental elaborada, com um digitalizador de formas de onda, fontes de alimentação controláveis, controladores de temperatura, medidor capacidade-tensão e um traçador digital de curvas (*curve tracer*). Toda esta instrumentação é implementada sobre uma rede IEEE 488, permitindo a realização controlada de ensaios via PC. Os dados assim obtidos são posteriormente utilizados em rotinas de ajuste e tratamento matemático que permitem extrair os parâmetros com precisão. O reverso da medalha é evidente. O método é complexo e requer medições precisas, de modo que poucos laboratórios terão a capacidade de implementar tal procedimento (Hefner 2000; Lauritzen 2001; Kang 2003c).

Também em (Claudio 2002) é proposto um método dentro da mesma linhas (embora menos exigente). No entanto é também pouco prático, exigindo seis circuitos de teste e seis algoritmos de

extracção. Os procedimentos baseados em medições experimentais não servem, por isso, as necessidades básicas de simulação que, em entender do autor, pressupõem a existência de uma metodologia de extracção precisa mas, ao mesmo tempo, simples e rápida de utilizar. Por outro lado, mesmo com estes métodos mais precisos, pode ser necessário um refinamento final dos parâmetros para melhorar a precisão da simulação (Bryant 2003).

Outros autores (Leturcq 1997; Sigg 1997; Kang 2003c) usam uma abordagem na qual os parâmetros são extraídos fundamentalmente por extrapolação de dados das folhas de características e equações que os relacionam entre si. Com este método não são esperados grandes resultados uma vez que a informação disponibilizada nas folhas de características representam valores médios e apenas são fornecidos resultados de ensaios em regime nominal (Lauritzen 2001). Em (Leturcq 1997) e (Sigg 1997) o procedimento de extracção é descrito muito superficialmente e em (Lauritzen 2001) o método é aplicável apenas a modelos *lumped-charge*.

Uma outra possibilidade para realizar a extracção dos parâmetros, que se distingue dos métodos ditos tradicionais (ou clássicos), é o uso da optimização. Esta metodologia de extracção, no seu sentido mais lato, não é de todo original. De facto, este é um método usado, principalmente em modelos empíricos (Kang 2004), para determinação dos coeficientes associados a equações que descrevem o modelo. Também a aplicação IC-CAP (da Agilent Technologies)¹, utilizado por alguns autores (Githiari 1999; Igić 2002; Van der Duijn Schouten 2003) para a validação dos modelos desenvolvidos, se baseia na optimização de parâmetros. No entanto, apresenta os mesmos inconvenientes apontados para o procedimento de Hefner.

Numa perspectiva mais restrita, o uso da optimização para a extracção de parâmetros em modelos físicos, e sem recurso a aplicações de extracção proprietárias, é bastante recente (Allard 2003; Bryant 2005). Em (Allard 2003) os parâmetros do modelo de Hefner são extraídos com um procedimento de optimização que usa um algoritmo de relaxação. O algoritmo é rápido e preciso, mas requer uma razoável estimativa inicial dos parâmetros (Allard 2003), o que nem sempre é possível. O algoritmo é implementado em Java e o modelo do IGBT no simulador PACTE através do formalismo dos grafos de ligação (*bond graphs*).

Em (Palmer 2002; Bryant 2003) é usado um algoritmo de pesquisa directa para extrair alguns parâmetros do modelo de Fourier (Leturcq 1997; Palmer 2001) do IGBT e do diodo. No entanto, a optimização não é baseada em formas de onda tensão/corrente, nem em parâmetros típicos de comutação. Ela é orientada para produzir estimativas precisas de perdas de potência analisando directamente a potência instantânea dissipada. Existe assim um risco potencial de o modelo se tornar menos físico (Bryant 2003), devido à possibilidade de imprecisões nas formas de onda da tensão e da corrente compensarem-se mutuamente. Por outro lado, alguns parâmetros, nomeadamente, os associados

¹ Embora não referido na literatura, a Synopsys tem um produto semelhante designado *Aurora*. De referir ainda que nenhuma das aplicações suporta a extracção de parâmetros de IGBTs, embora permitam a criação de modelos parametrizados.

à componente MOS do IGBT, não estão incluídos na optimização. Eles têm uma influência significativa, especialmente na entrada em condução (Kang 2003a) e na sincronização¹, já que esta pode ficar comprometida se a estimativa inicial não for boa.

O procedimento proposto neste trabalho segue esta última tendência de extracção de parâmetros, ou seja, a utilização de um processo sistemático de extracção baseado em optimização de parâmetros, combinado com a extracção isolada dos parâmetros, de modo a obter uma estimativa inicial com alguma qualidade. Há, no entanto, algumas particularidades que diferem dos trabalhos mais recentes e que serão discutidas no seguimento deste capítulo.

A optimização consiste na utilização de um algoritmo, ou metaheurística, que percorre e analisa as soluções no espaço dos parâmetros. Assim, em cada iteração, o resultado experimental é comparado com o simulado, dando origem a um valor de erro que desencadeia uma nova pesquisa no espaço dos parâmetros, isto é, uma variação dos valores dos parâmetros de conjunto actual. De acordo com as características do algoritmo, o processo de optimização evolui até convergir para um erro mínimo.

A optimização de parâmetros é um processo vantajoso porque permite um ajuste de qualidade superior às restantes técnicas, usa um processo sistemático e requer apenas um conjunto simples de medições experimentais. Além disso, é possível incluir na optimização outras variáveis relacionadas com o circuito, normalmente difíceis de estimar, como, por exemplo, as indutâncias de fugas.

Por outro lado, como a implementação de um procedimento de optimização exige apenas alguns conhecimentos de programação, qualquer pessoa com alguma disponibilidade temporal o pode fazer. A fase de implementação pode ainda ser mais rápida se forem usados algoritmos já disponíveis noutras aplicações de uso comum. A integração entre os simuladores e outras ferramentas computacionais é cada vez maior, facilitando o desenvolvimento de soluções integradas. Um bom exemplo é a integração do simulador PSPICE com o MATLAB/Simulink.

Como desvantagens, pode referir-se um maior esforço na adaptação ao algoritmo de optimização e a existência do risco (embora mínimo) da optimização tentar compensar falhas de precisão do modelo. No entanto, tratando-se de modelos baseados na física dos semicondutores, esse efeito dificilmente porá em causa a validade dos parâmetros extraídos.

O ponto seguinte apresenta uma breve descrição de alguns métodos clássicos de extracção de parâmetros, que servem de ponto de partida para o processo de optimização.

Finalmente, não seria justo terminar esta introdução, sem referir o esforço que algumas empresas de produtos de simulação têm realizado, de modo a suprimir esta carência relativa à extracção de parâmetros. De facto, alguns simuladores como o PSPICE e o IsSpice4 possuem módulos para a criação de modelos parametrizados, baseados nas técnicas atrás referidas.

¹ Processo de alinhamento entre a curva simulada e a experimental.

No IsSpice4, o modelo do IGBT é implementado como um macro modelo através de um subcircuito, e a parametrização é feita através da ferramenta de edição de modelos a partir de dados disponíveis nas folhas de características.

No PSPICE, o modelo do IGBT de Hefner (Hefner 1991) faz parte dos modelos primitivos do simulador e o desenvolvimento de novos componentes é realizado através de algumas técnicas do procedimento de extracção de Hefner (Hefner 1992).

4.2 Métodos de extracção clássicos

4.2.1 Extracção de A , A_{gd} , N_B e W_B

Este conjunto de parâmetros, fundamentalmente geométricos, é extraído a partir das curvas de capacidade disponíveis nas folhas de características dos dispositivos e algumas expressões que os relacionam.

- Parâmetro A

A área total (A) do IGBT é aproximada, excepcionalmente, por um método empírico. Embora este parâmetro possa ser medido por inspecção visual, tal implica a destruição do dispositivo. Como a área é directamente proporcional à capacidade de condução de corrente, esta pode ser estimada por (Kang 2002b; Kang 2003b; Wang 2004b):

$$A = \frac{I_{C_{max}}}{J} \quad (4.1)$$

em que $I_{C_{max}}$ é a corrente de colector pulsada ou a corrente nominal máxima fornecida nas folhas de características. J é a densidade de corrente máxima. A gama de variação normalmente usada para J situa-se entre 100 a 150 A/cm².

- Parâmetro A_{gd}

Para os restantes parâmetros são necessárias as capacidades de saída C_{oss} e de transferência C_{rss} também disponíveis nas folhas de características. Estas capacidades, medidas com $V_{gs} = 0$, relacionam-se da seguinte forma (notações MOS):

$$C_{oss} = C_{gd} + C_{ds} \quad (4.2)$$

$$C_{rss} = C_{gd} \quad (4.3)$$

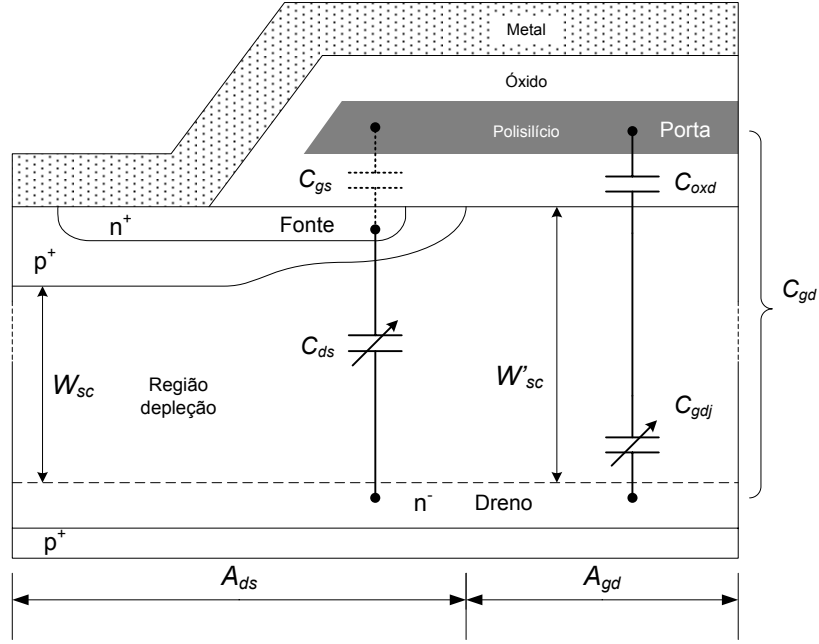


Figura 4.1 – Distribuição das capacidades MOS ($V_{gs} = 0$ e V_{ds} elevado).

A Figura 4.1 ilustra a distribuição das capacidades MOS e algumas variáveis associados à sua modelação, anteriormente descrita no ponto 3.2.4.2.

Com a porta curto-circuitada à fonte e considerando uma tensão V_{ds} relativamente elevada, pode considerar-se que $C_{gd} \approx C_{gdj}$ (uma vez que $C_{gdj} \ll C_{oxd}$) e que a zona de depleção tem um perfil uniforme ($W'_{sc} \approx W_{sc}$). Nestas condições (recorde-se (3.36) e (3.39)), pode assumir-se que C_{gd} é proporcional à área abaixo da porta (A_{gd}) e C_{ds} é proporcional à área abaixo do substrato p^+ (A_{ds}), ou seja:

$$\frac{A_{gd}}{A_{ds}} = \frac{A_{gd}}{A - A_{gd}} \approx \frac{C_{gd}}{C_{ds}} \quad (4.4)$$

Substituindo (4.2) e (4.3) em (4.4), A_{gd} pode ser extraída através da relação:

$$\frac{A_{gd}}{A - A_{gd}} \approx \frac{C_{rss}}{C_{oss} - C_{rss}} \quad (4.5)$$

em que C_{oss} e C_{rss} são extraídas a partir do gráfico, nas folhas de características, que relaciona estas capacidades com a tensão colector-emissor, e para uma tensão suficientemente elevada para garantir a condição de homogeneidade da zona de depleção (Leturcq 1997; Kang 2003c).

Conhecida A_{gd} , A_{ds} é facilmente calculada com:

$$A_{ds} = A - A_{gd} \quad (4.6)$$

- Parâmetro N_B

Para uma extracção rápida, mas pouco precisa, é possível estimar a concentração de dopagem da base através da sua gama normal de utilização, que varia entre 0.6×10^{14} a $2 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ (Claudio 2002; Kang 2003c). O valor típico normalmente usado é $1 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ (Kang 2003c).

Outros autores (Claudio 2002; Kang 2003c) usam a relação entre N_B e a tensão de ruptura V_{BR} :

$$N_B = \sqrt[3]{\left[60 \left(\frac{E_g}{1.1}\right)^{\frac{3}{2}}\right]^4 / V_{BR}} \times 10^{16} \quad (4.7)$$

No entanto, a definição de V_{BR} tem suscitado interpretações diferentes na literatura.

Provavelmente, o método mais fiável baseia-se na informação relativa às capacidades. Como visto no Capítulo 3, a capacidade dreno-fonte é dada por:

$$C_{ds} = \frac{\epsilon_{si} A_{ds}}{\sqrt{\frac{2\epsilon_{si} V_{CE}}{qN_B}}} \quad (4.8)$$

Substituindo (4.2) e (4.3) em (4.8), e explicitando V_{CE} , temos:

$$\frac{1}{(C_{oss} - C_{rss})^2} = \frac{2}{qN_B \epsilon_{si} A_{ds}^2} V_{CE} \quad (4.9)$$

o que significa que a curva capacidade-tensão, fornecida pelos fabricantes, pode ser usada para extrair N_B a partir do declive de (4.9) (Leturcq 1997). Assim, aplicando uma regressão linear a $1/(C_{oss} - C_{rss})^2$ *versus* V_{CE} , N_B é calculado a partir do declive V_{decl} :

$$N_B = \frac{2}{V_{decl} q \epsilon_{si} A_{ds}^2} \quad (4.10)$$

- Parâmetro W_B

Uma alternativa para extrair o comprimento da base (W_B) utiliza a equação da largura da zona de depleção (3.40). Assumindo que a zona de carga espacial se expande em toda a região n^- para V_{CEmax} temos (Kang 2003c):

$$W_B = \sqrt{\frac{2\epsilon_{si} V_{CEmax}}{qN_B}} \quad (4.11)$$

4.2.2 Extracção de C_{gs} e C_{oxd}

Os parâmetros relacionados com a componente transitória da parte MOS do dispositivo (C_{gs} , C_{oxd}) são comumente extraídas a partir da curva de carga da porta (Figura 4.2) fornecida pelos fabricantes (Hefner 1992).

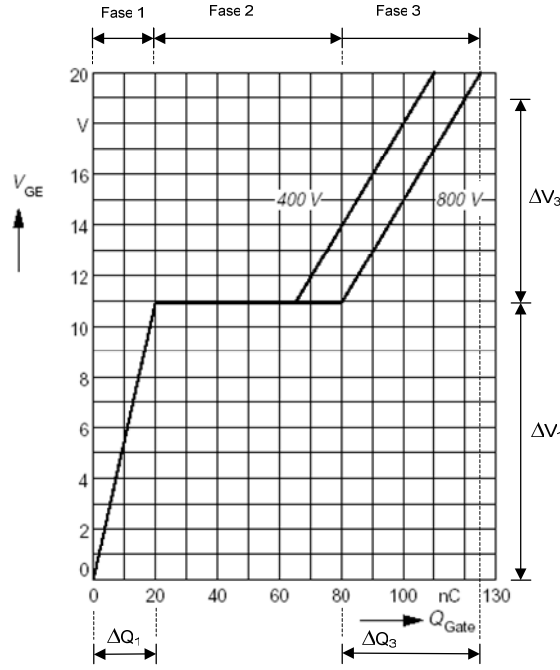


Figura 4.2 – Curva típica de carga da porta (BUP203).

Durante a primeira fase da saída de condução, V_{ge} aumenta, com declive constante, à medida que a corrente de porta (constante) carrega a capacidade C_{gs} . Assim, esta capacidade pode ser extraída pela divisão entre a variação de carga e de tensão, durante a primeira fase:

$$C_{gs} = \frac{\Delta Q_1}{\Delta V_1} \quad (4.12)$$

Durante a segunda fase, a capacidade C_{gd} é carregada e a tensão V_{ce} desce. Na terceira fase, V_{ce} já é bastante baixa e praticamente constante, pelo que C_{gd} se pode desprezar, o que implica $C_{gd} \approx C_{oxd}$. Deste modo, durante este período, a corrente de porta carrega a soma de C_{gs} com C_{oxd} , soma esta dada pelo inverso do declive da recta associada à fase 3. Como C_{gs} já é conhecida, vem:

$$C_{oxd} = \frac{\Delta Q_3}{\Delta V_3} - C_{gs} \quad (4.13)$$

4.2.3 Extração de K_p , K_f , V_{th} e θ

Estes parâmetros, relacionados com a componente estática da parte MOS do semiconductor, são extraídos usando as equações da corrente no canal MOS, anteriormente definidas em 3.2.4.1:

$$I_{mos} = K_p K_f \left[(V_{gs} - V_{th}) V_{ds} - \frac{K_f}{2} V_{ds}^2 \right] \times \frac{1}{1 + \theta (V_{gs} - V_{th})} \quad V_{ds} < (V_{gs} - V_{th}) / K_f \quad (4.14)$$

$$I_{mos} = \frac{K_p (V_{gs} - V_{th})^2}{2} \times \frac{1}{1 + \theta (V_{gs} - V_{th})} \quad V_{ds} > (V_{gs} - V_{th}) / K_f \quad (4.15)$$

Para tal são necessários alguns pontos da curva característica de saída (Figura 4.3): um da região de triodo e três da região de saturação. Os parâmetros K_p , V_{th} e θ são obtidos substituindo os três pontos da região de saturação em (4.15), resolvendo o sistema de equações. Posteriormente, K_f é extraído substituindo em (4.14) o ponto da região de triodo, e resolvendo a respectiva equação.

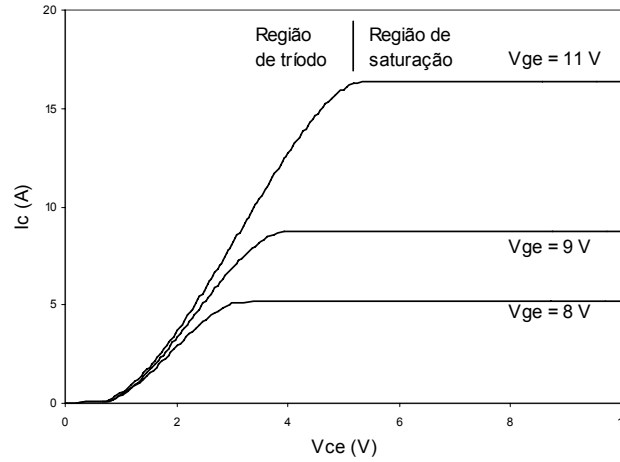


Figura 4.3 – Curva característica de saída típica de um IGBT.

Os pontos da curva característica de saída podem ser retirados das folhas de características ou obtidos experimentalmente. Em qualquer dos casos, como existe sempre um erro associado aos valores obtidos, podem acontecer que, em certos casos, o sistema de equações relacionado com K_p , V_{th} e θ não tenha solução. Este problema foi contornado através da realização de uma regressão linear com os três pontos originais, substituindo no sistema de equações os valores associados à recta de regressão, em vez dos valores originais.

Como os valores de corrente lidos são os da corrente de coletor (I_C), e não os da corrente no canal (I_{mos}), torna-se necessário estimar o ganho de corrente bipolar (β), de forma a calcular I_{mos} a partir de I_C . β pode ser determinado a partir da curva de corrente na saída de condução por:

$$\beta = \frac{I_k}{I_{max} - I_k} \quad (4.16)$$

em que I_k é a corrente de coletor no início da cauda da corrente (Figura 4.4).

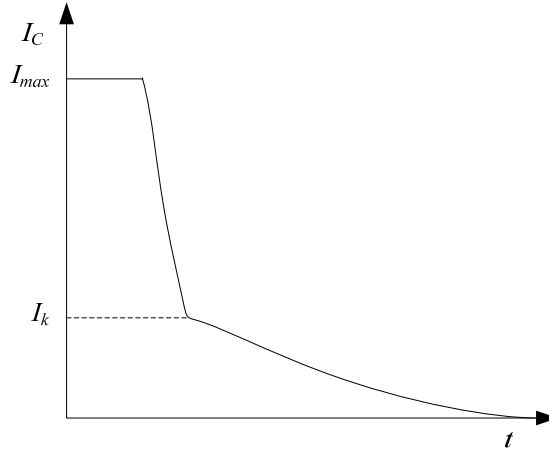


Figura 4.4 – Determinação do ganho de corrente bipolar β .

A corrente I_{mos} é então calculada por:

$$I_{mos} = \frac{I_C}{1 + \beta} \quad (4.17)$$

4.2.4 Extracção de τ , h_p , V_{bi} e V_{Td}

Para o tempo médio de vida (τ), pode obter-se uma estimativa através da constante de tempo da cauda da corrente na saída de condução.

Os restantes parâmetros são extraídos empiricamente com base na sua gama típica de utilização. Assim, devido ao baixo nível de dopagem da zona n^- , V_{Td} pode ser considerado zero, como aproximação inicial (Hefner 1991). Para V_{bi} pode usar-se o valor típico de 0,7.

Finalmente, a maior parte dos autores usa, para o parâmetro de recombinação h_p , a gama empírica de variação: 1 a $3 \times 10^{-14} \text{ cm}^4 \cdot \text{s}^{-1}$ (Reynes 1986; Kang 2003c). No entanto, como foi referido em 3.2.3, este parâmetro pode ser bastante mais elevado no caso de emissores transparentes, podendo chegar a $1 \times 10^{-11} \text{ cm}^4 \cdot \text{s}^{-1}$, conforme confirmam os resultados em (Leturcq 1997; Claudio 2002; Allard 2003; Bryant 2003). Neste contexto, sugere-se a utilização do valor intermédio $500 \times 10^{-14} \text{ cm}^4 \cdot \text{s}^{-1}$ como valor inicial.

4.3 Extracção por optimização de parâmetros

4.3.1 Procedimento de optimização

O procedimento de extracção de parâmetros proposto neste trabalho, pode ser representado pelo diagrama da Figura 4.5. O procedimento é decomposto em duas fases: uma primeira fase de inicialização e uma segunda fase correspondente ao processo de optimização propriamente dito.

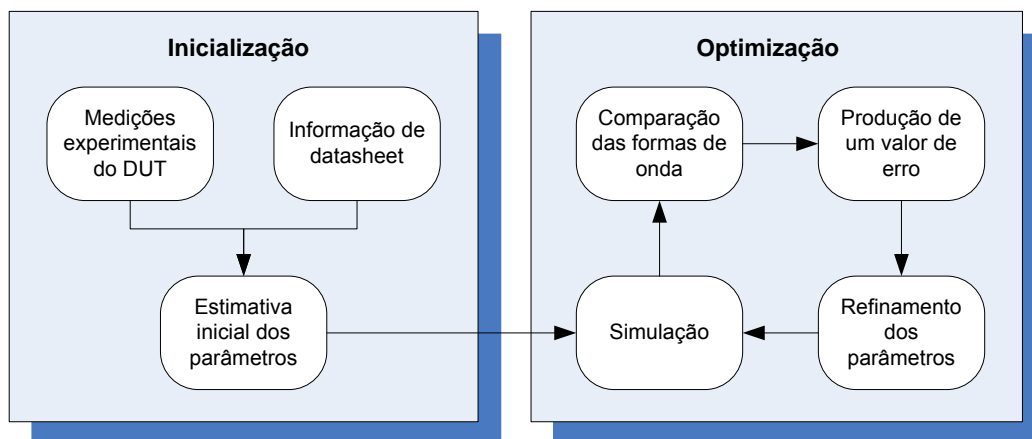


Figura 4.5 – Diagrama ilustrando o procedimento de extracção.

Qualquer processo de optimização parte, necessariamente, de uma estimativa inicial dos parâmetros. Essa estimativa pode ser realizada de várias formas e, no limite, pode ser feita aleatoriamente. Naturalmente que quanto melhor estimativa inicial, mais rápido será o processo de optimização e o processo convergirá mais facilmente para o óptimo global, evitando problemas com óptimos locais. Assim, não sendo indispensável, a fase de inicialização é aconselhável de modo a produzir uma razoável estimativa inicial dos parâmetros. Os métodos de extracção clássicos, abordados no ponto anterior, são uma boa forma de atingir este objectivo, porque são métodos rápidos, simples e que produzem resultados aceitáveis para o fim em causa.

Na segunda fase, inicia-se o processo de optimização. Com base na estimativa inicial dos parâmetros é realizada uma primeira simulação. As formas de onda experimentais (previamente adquiridas) são comparadas com as curvas simuladas, resultando daqui um valor de erro. Este erro desencadeia uma alteração dos parâmetros, com os quais é feita uma nova simulação e o ciclo continua até que os parâmetros convirjam para um conjunto de valores que minimize o valor do erro.

A implementação de um processo de optimização levanta, desde logo, algumas questões de metodologia, nomeadamente:

- Que algoritmo de optimização usar?
- Qual o conjunto de parâmetros a extrair e como extrair?
- Como avaliar o erro?

Estas questões são discutidas nos parágrafos seguintes.

4.3.1.1 Algoritmos de optimização

A optimização é o processo de encontrar a melhor solução (ou solução óptima) de um conjunto de soluções para um problema. As técnicas de optimização devem ser utilizadas quando não existe uma solução simples e directamente calculável para o problema. Isso geralmente ocorre quando a estrutura do

problema é complexa ou quando existem milhões de soluções possíveis. Nesses casos, é possível que não exista nenhum procedimento directo de solução, de forma que as técnicas de optimização podem ser utilizadas na busca pela melhor solução para o problema.

A optimização pode ser dividida em duas classes: global e local. A optimização global encontra a melhor solução do conjunto de “todas” as soluções possíveis. A optimização local encontra a melhor solução dentro de um conjunto de soluções que está próximo a outro. Na optimização local, a solução encontrada depende da configuração inicial do processo de busca, enquanto na optimização global, a melhor solução possível é encontrada, independentemente das condições de início do processo de busca, porém, geralmente, necessita um maior poder computacional. Em alguns casos, encontrar uma solução óptima global pode ser praticamente impossível, enquanto uma solução óptima local pode ser bastante eficiente. Por vezes, encontrar rapidamente uma boa solução (óptimo local) pode ser mais desejável do que encontrar demoradamente a melhor solução possível.

Existem numerosas técnicas de optimização. A aplicação de cada uma delas depende essencialmente do tipo de problema. No presente caso, recorde-se que o objectivo é encontrar o conjunto óptimo de parâmetros que resulte num valor mínimo para a função objectivo, situação em que o ajuste entre os resultados experimentais e os simulados é o melhor possível. Neste caso, como em muitos outros, a função objectivo não pode ser expressa por uma função analítica dos parâmetros. De facto, não é possível relacionar os parâmetros do modelo (áreas, dopagens, etc.) com objectivos como a minimização de perdas de comutação ou de erros entre formas de onda. Esta característica restringe o campo de técnicas de optimização aplicáveis ao domínio dos Métodos de Busca Local (*Local Search*). Em particular, é possível usar heurísticas¹ de Pesquisa Directa (*Direct Search*) ou metaheurísticas², também designadas por Métodos Estocásticos de Pesquisa Local (*Stochastic Local Search*).

As estratégias de Pesquisa Directa, são designadas por estratégias de ordem zero por não requerem qualquer informação relativamente às derivadas da função objectivo, baseando-se, simplesmente, nos valores desta. Alguns exemplos são (Schwefel 1995):

- Estratégia de coordenada³ (*coordinate strategy*);
- Estratégia de Hooke and Jeeves (*pattern search*);
- Estratégia de Rosenbrock (*rotating coordinates*);
- Estratégia de Davies, Swann e Campey (DSC);
- Estratégia Simplex de Nelder e Mead;
- Estratégia complexa de Box.

¹ Define-se heurística como uma técnica que procura boas soluções a um custo razoável, sem, no entanto, garantir a capacidade de atingir o óptimo global, bem como de quão próximo uma determinada solução está da solução óptima.

² Define-se metaheurística como um método heurístico de carácter geral que integra procedimentos de aperfeiçoamento local, no sentido de ultrapassar problemas específicos das heurísticas.

³ Este método é também designado por *relaxation*, *parallel axis search*, *axial iteration technique*, etc.

O esquema recursivo da maioria das estratégias, pode ser expresso, genericamente, pela fórmula:

$$\mathbf{x}^{(k+1)} = \mathbf{x}^{(k)} + s^{(k)} \mathbf{v}^{(k)} \quad (4.18)$$

O que distingue as várias estratégias é a largura do passo $s^{(k)}$, representada por um escalar, e a direcção da pesquisa $\mathbf{v}^{(k)}$, definida por um vector. A lógica genérica de um algoritmo de pesquisa local pode ser definida como:

Passo 1 – Escolher uma solução inicial S (com $f(S)$ o valor da função objectivo);

Passo 2 – Pesquisar a vizinhança de S por uma solução S' com $f(S') < f(S)$ (supondo minimização);

Passo 3 – Repetir o passo 2 até não encontrar melhor solução.

A grande vantagem dos algoritmos de pesquisa local é sua simplicidade e o facto de se terem mostrado úteis na prática (Schwefel 1995). No entanto, há duas grandes limitações (Fouskakis 2002; Souza 2005):

Por definição, são algoritmos que terminam num óptimo local, não havendo geralmente informação de quão distante o óptimo local está do óptimo global;

Na maioria das vezes, o óptimo local obtido depende da configuração inicial, não existindo linhas de orientação para a sua definição.

Algumas variantes tentam minimizar estes problemas propondo a reinicialização do algoritmo com diferentes configurações ou aumentar o espaço de pesquisa, considerando mais soluções potenciais em cada iteração. Apesar disso, nenhuma destas melhorias é suficientemente satisfatória para superar as limitações dos algoritmos básicos de pesquisa local (Pahwa 2004).

No sentido de ultrapassar estas limitações, foram desenvolvidos outros métodos, resultantes da reunião de conceitos das áreas de Optimização e Inteligência Artificial, comumente conhecidos como metaheurísticas. As metaheurísticas distinguem-se dos métodos de pesquisa local tradicionais por usarem processos estocásticos para a geração da solução inicial e para a movimentação no espaço dos parâmetros, resultando daqui a designação de Métodos Estocásticos de Pesquisa Local.

Assim, a grande vantagem das metaheurísticas é sua capacidade em ultrapassar óptimos locais. Por outro lado, são técnicas robustas, simples e potencialmente fáceis de paralelizar (Hoos 2004).

As metaheurísticas mais comuns e consideradas como mais promissoras são (Voudouris 1997; Horne 1998; Pham 2000a; Fouskakis 2002; Horne 2004):

- Recozimento Simulado (*Simulated Annealing*);
- Pesquisa Tabu (*Tabu Search*);
- Algoritmos Genéticos¹.

Nos próximos pontos faz-se uma breve descrição destas três importantes estratégias.

4.3.1.1.1 Recozimento Simulado (*Simulated Annealing*)

Este método não é mais do que um algoritmo de Pesquisa Local com a particularidade de, em certas condições, aceitar soluções com pior função objectivo do que a actual. Partindo de uma configuração inicial S , o algoritmo gera aleatoriamente uma solução vizinha S' . Se a nova solução S' for melhor do que a anterior, S' é aceite como solução actual e o algoritmo prossegue para a próxima iteração. Caso contrário, S' pode ainda ser aceite com uma dada probabilidade, que é função da diferença entre as duas funções objectivo e da temperatura (um parâmetro do algoritmo). Esta capacidade de, por vezes, aceitar soluções piores, permite ao algoritmo escapar a óptimos locais e convergir para o óptimo global, desde que o algoritmo evolua lentamente.

Os principais parâmetros do método são: a temperatura inicial e a taxa de arrefecimento.

Como principal desvantagem pode apontar-se o facto de ser computacionalmente exigente, isto é, a qualidade das soluções obtidas depende do tempo de pesquisa do método. Como vantagens, é uma técnica que consegue lidar com modelos não lineares, com dados com ruído e com restrições. É uma técnica robusta e facilmente afinável. Acima de tudo, é um algoritmo simples de implementar e que tem a capacidade de se aproximar do óptimo global, mesmo sem uma boa estimativa da configuração inicial.

4.3.1.1.2 Pesquisa Tabu

É uma técnica de optimização originalmente proposta por (Glover 1977), embora a sua forma actual tenha sido apresentada mais tarde em (Glover 1986). O algoritmo é um processo adaptativo dotado de uma estrutura de memória, que aceita movimentos de piora para escapar a óptimos locais.

Partindo de uma configuração inicial, o algoritmo examina todos os vizinhos e identifica aquele com melhor função objectivo, mesmo que esta seja pior do que a actual. De forma a evitar o retorno a uma solução já gerada anteriormente, existe uma lista tabu de movimentos proibidos que contém os movimentos reversos aos últimos k movimentos realizados. A lista tabu, de tamanho k , funciona num esquema típico *first-in/first-out*.

De forma a evitar a proibição de movimentos para configurações ainda não visitadas, existe uma função de aspiração que permite retirar o estado tabu de um movimento, desde que este seja considerado suficientemente interessante. O algoritmo termina quando for atingido um número máximo de iterações

¹ Os algoritmos genéticos fazem parte de uma classe de algoritmos ditos evolucionários, que incluem outros métodos como estratégias de evolução, programação evolucionária e programação genética.

sem melhorar a melhor solução.

Os parâmetros principais de controlo do algoritmo são: o tamanho da lista tabu, a função de aspiração e o número máximo de iterações sem melhoria do óptimo corrente.

Em métodos de Pesquisa Tabu é comum a utilização de estratégias de intensificação e diversificação (Souza 2005). As primeiras têm por objectivo concentrar a pesquisa em determinadas regiões consideradas promissoras, enquanto as segundas tentam redireccionar a pesquisa para regiões ainda não suficientemente exploradas. Regra geral, essas estratégias são accionadas quando é atingido um número fixo de iterações sem melhoria no valor da solução óptima corrente.

Na sua versão original, a técnica implica a avaliação da função objectivo em todos os vizinhos da configuração corrente (Fouskakis 2002). Para problemas de dimensão elevada, esta característica pode tornar muito lenta evolução do algoritmo. Esta dificuldade é ultrapassada em variantes do método que utilizam apenas parte da vizinhança. Uma outra desvantagem tem que ver com a representação do espaço dos parâmetros. Tipicamente, é utilizada uma codificação binária de n bits por cada parâmetro e a vizinhança de uma determinada solução é definida como o conjunto de soluções, obtido pela troca de um bit ($1 \rightarrow 0$ ou $0 \rightarrow 1$). Nos casos em que os parâmetros estão definidos no conjunto dos números reais, o mapeamento entre a codificação binária e a codificação original do problema representa uma dificuldade adicional, uma vez que valores que estejam próximos na codificação original podem ser muito distantes na codificação binária.

4.3.1.1.3 Algoritmos Genéticos

É uma metaheurística, inicialmente introduzida por (Holland 1975), que se baseia na analogia com os processos naturais de evolução, nos quais, dada uma população, os indivíduos com características genéticas melhores têm maiores chances de sobrevivência e de produzirem filhos cada vez mais aptos, enquanto indivíduos menos aptos tendem a desaparecer. Nos algoritmos genéticos, cada cromossoma (indivíduo da população) está associado a uma solução do problema e cada gene está associado a uma componente da solução. Um mecanismo de reprodução, baseado em processos evolutivos, é aplicado sobre a população com o objectivo de explorar o espaço de busca e encontrar melhores soluções para o problema.

Os parâmetros principais de controlo do algoritmo são: o tamanho da população, a probabilidade da operação de *crossover*, a probabilidade de mutação, o número de gerações e o número de iterações sem melhoria.

À semelhança da Pesquisa Tabu, os Algoritmos Genéticos apresentam a mesma dificuldade relativa ao mapeamento entre a codificação original do problema e a codificação binária utilizada no algoritmo. Por outro lado, alguns casos de estudo, como o conhecido problema do caixeiro viajante, podem ser representados por permutações de números inteiros. No entanto, os operadores originais *crossover* e *mutation* não funcionam, sendo necessário recorrer a operadores modificados (Fouskakis 2002).

4.3.1.1.4 Algoritmo adoptado

A comparação entre as várias metaheurísticas referidas é uma área de estudo que se tem desenvolvido consideravelmente nos últimos anos. A análise de alguma literatura (Glass 1996; Franconi 1997; Westhead 1997; Horne 1998; Augugliaro 1999; Fu 2000; Fudo 2000; Pham 2000a; Horne 2004) permite concluir que nenhuma das técnicas se consegue destacar de forma sistemática nas várias áreas de aplicação. A técnica com melhor desempenho é bastante dependente da especificidade do problema e por vezes o uso de um algoritmo híbrido, que combine as características dos vários métodos, resulta num algoritmo com melhor desempenho (Fouskakis 2002).

(Bryant 2003) defende que um algoritmo simples de Pesquisa Directa é a escolha adequada para realizar a extracção dos parâmetros do modelo do IGBT, uma vez que a estimativa dos parâmetros deve ser suficientemente boa para conduzir a optimização directamente para o óptimo global. Este é um argumento discutível e os resultados apresentados em (Bryant 2003) e (Mi 2002; Allard 2003), de alguma forma, indicam o contrário, ou seja, que a função objectivo deve conter vários mínimos locais, sendo desejável optar por uma estratégia com a capacidade de ultrapassar esses mínimos locais. De facto, em (Mi 2002; Allard 2003; Bryant 2003) são usados algoritmos de Pesquisa Directa, mas os resultados não são totalmente satisfatórios, apresentando erros relativos que ficam aquém do esperado para um processo de optimização. Em (Mi 2002) argumenta-se que a razão para tais desvios se devem a imprecisões do modelo do IGBT, mas o desempenho do algoritmo tem, certamente, um peso importante nos resultados obtidos.

Neste contexto, optou-se por uma metaheurística que tem a aptidão de escapar a mínimos locais. O algoritmo Simulated Annealing acabou por ser o método escolhido, porque parece ser aquele com melhor compromisso entre simplicidade e robustez de desempenho.

O algoritmo tem sido aplicado a muitos problemas de optimização com vários graus de sucesso. A área de CAD em circuitos integrados foi provavelmente a primeira na qual a técnica foi usada intensivamente (Otten 1989). Outros exemplos de áreas de aplicação já estudadas são a minimização de perdas em ligações por laser e fibra óptica (Pham 2000a), escalonamento de produção e projecto de sistemas de inspecção (Pham 2000a), optimização de produção (Pham 2000a; Zolfaghari 2002), gestão de rotas das companhias de aviação (Pahwa 2004) e optimização térmica de edifícios (Romero 2001), entre muitas outras.

Os fundamentos teóricos do algoritmo, bem como os aspectos relativos à sua implementação, são descritos em detalhe no ponto 4.3.2.

4.3.1.2 Parâmetros a extrair

Como um modelo físico de um IGBT tem um conjunto numeroso de parâmetros (cerca de 14) uma questão pertinente é se o processo de optimização deve englobar todos os parâmetros ou apenas parte deles (como em (Palmer 2002; Bryant 2003)). Com um conjunto menor de parâmetros o processo é naturalmente mais rápido, uma vez que o espaço dos parâmetros é menor. No entanto, tal implica uma

boa estimativa para os parâmetros não otimizados, sob pena de comprometer a precisão final do modelo. Por outro lado, o risco de a optimização tentar compensar imprecisões dos parâmetros não optimizados aumenta, podendo diminuir a gama de validade do modelo.

Uma das vantagens da extracção por optimização é que, para além dos parâmetros associados ao modelo do IGBT, é possível também incluir algumas variáveis associadas ao circuito como, por exemplo, as indutâncias de fugas. De facto, estas são um factor crucial para o comportamento dinâmico do circuito podendo, em certos casos, determinar se os dispositivos se aproximam dos seus níveis máximos durante a comutação. Nesta medida, elas são um factor decisivo para uma validação precisa de um modelo e para uma correcta estimativa das perdas de comutação. Por ser difícil conhecer com rigor os valores das indutâncias de fugas, estas são normalmente incluídas nos processos de optimização (Allard 2003; Bryant 2003).

Neste trabalho optou-se por optimizar todos os parâmetros, permitindo assim avaliar o comportamento do algoritmo em condições mais exigentes. No entanto, e como o conjunto de parâmetros a extrair é numeroso, pode também discutir-se se os parâmetros devem ser todos extraídos em simultâneo ou por fases. À partida, uma optimização faseada será a forma mais aconselhável. Por um lado, minimiza-se o problema já referido do tamanho do espaço dos parâmetros, com um consequente ganho no tempo de convergência. Por outro lado, a própria natureza do problema sugere a divisão em duas fases, na medida em que a validação de um modelo deve contemplar os regimes estacionário e o transitório. A dificuldade desta abordagem reside na associação dos parâmetros a cada uma das fases e o facto de os parâmetros de uma fase poderem influenciar os valores optimizados na outra fase.

A solução faseada foi a adoptada neste trabalho, dividindo os parâmetros em dois grupos. Assim, um conjunto de parâmetros é optimizado com base no regime estacionário (optimização DC) e os restantes parâmetros são optimizados através do regime transitório (optimização transitória). Por outras palavras, na optimização DC são usadas as curvas características de saída para avaliar a função objectivo, enquanto na optimização transitória a função objectivo é calculada com base nas formas de onda do regime transitório.

Como tal, o procedimento (Figura 4.6) inicia-se com a realização da optimização DC, com base na estimativa inicial dos parâmetros. De seguida, procede-se à optimização transitória utilizando já o conjunto óptimo dos parâmetros da optimização DC.

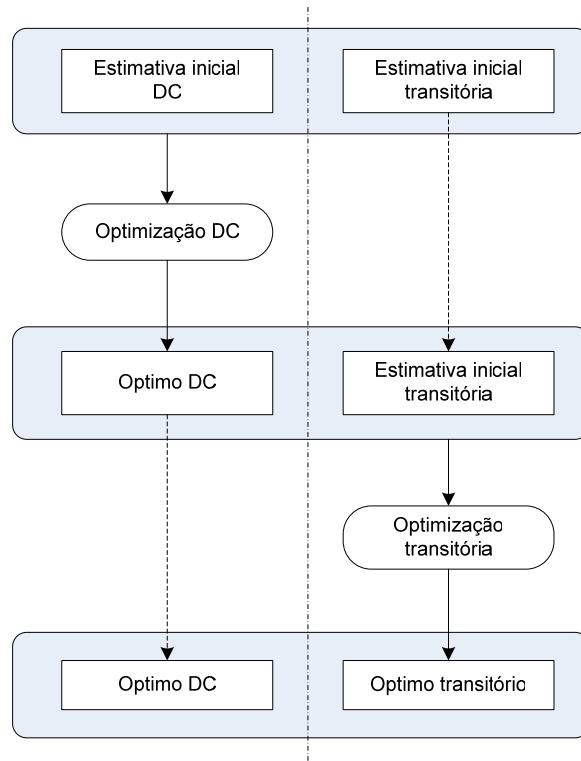


Figura 4.6 – Componentes DC e transitória do procedimento de extracção.

A Tabela 4.2 ilustra a distribuição dos parâmetros por cada uma das fases.

Tabela 4.2 – Distribuição dos parâmetros pelas duas fases do procedimento de extracção.

	Símbolo	Descrição
Optimização DC	A	Área total
	h_p	Parâmetro de recombinação do emissor
	K_f	Factor de transcondutância da região de tródo MOS
	K_p	Transcondutância da região de saturação MOS
	V_{th}	Tensão limiar de condução
	θ	Factor de redução da transcondutância
	τ	Tempo médio de vida
Optimização transitória	A_{gd}	Área porta-dreno
	C_{gs}	Capacidade porta-fonte
	C_{oxd}	Capacidade de depleção óxido porta-dreno
	N_B	Concentração na base (nível de dopagem)
	V_{bi}	Potencial interno da junção
	V_{Td}	Tensão de depleção porta-dreno
	W_B	Largura metalúrgica da base
	L	Indutância parasita

Esta é a distribuição inicialmente usada neste trabalho, também proposta em (Allard 2003). Embora discutível, esta é uma distribuição que associa à componente DC um conjunto de parâmetros que influencia fortemente o comportamento em regime permanente e que, por outro lado, garante uma

distribuição de parâmetros equilibrada. Note-se também a inclusão da indutância parasita do circuito como parâmetro otimizar. Numa fase mais avançada deste estudo, o parâmetro h_p foi passado para a optimização transitória, uma vez que este parâmetro é fundamental para uma correcta validação do fenómeno da cauda da corrente de colectador na saída de condução.

4.3.1.3 Avaliação do erro

A forma intuitiva de avaliar o erro entre os resultados experimentais e simulados é comparar as respectivas formas de onda. Para o regime estacionário, a solução é comparar, ponto a ponto, as curvas características de saída (Figura 4.7), sendo necessário definir o número de curvas a utilizar e o número de pontos por curva.

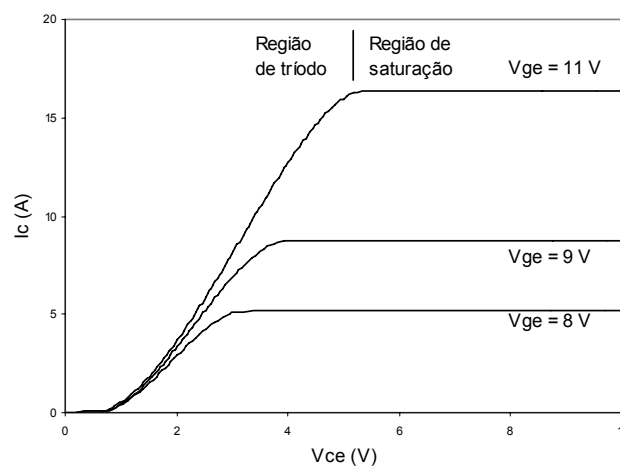


Figura 4.7 – Curva característica de saída típica de um IGBT.

No regime transitório, o leque de possibilidades alarga-se. Desde logo, passam a estar disponíveis três curvas de comutação principais (Figura 4.8): a corrente de saída I_c , a tensão de saída V_{ce} e a tensão de entrada V_{ge} .

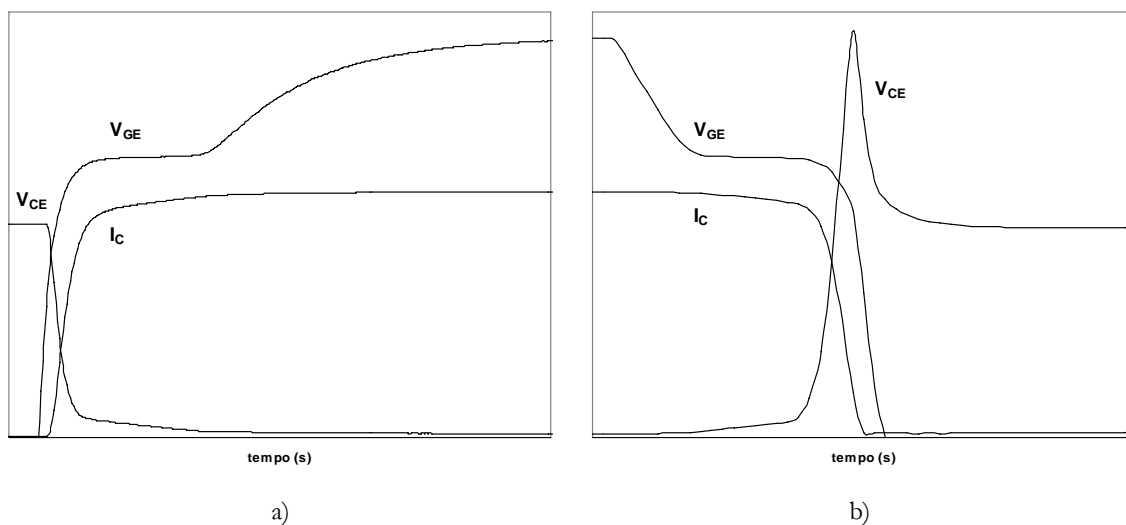


Figura 4.8 – Curvas de comutação típicas de um IGBT em a) entrada e b) saída de condução.

Assim, a definição do erro passa pela escolha de uma ou várias formas de onda, bem como da janela temporal, isto é, se deve incluir todo o ciclo de comutação ou parte dele. Uma alternativa consiste em usar a curva de potência instantânea ($V_{CE} \times I_C$) para calcular o erro (Bryant 2003). Esta abordagem é justificada pelo interesse, do ponto de vista de projecto, no conhecimento preciso das perdas de comutação. No entanto, existe um risco não desprezável de imprecisões nas formas de onda da tensão e da corrente se compensarem mutuamente, diminuindo a consistência física do modelo (Bryant 2003).

Uma terceira possibilidade para avaliar o erro consiste em usar parâmetros de comutação como a tensão máxima de colector, tempos de subida/descida de tensão/corrente ou tempos de atraso na entrada/saída de condução (Allard 2003). Com esta abordagem evita-se a sincronização entre as formas de onda, sendo possível dar mais ou menos importância a determinadas fases do ciclo de comutação, atribuindo pesos diferentes aos vários parâmetros de comutação. Esta é a opção mais interessante, do ponto de vista de projecto de sistemas em electrónica de potência mas, para garantir um bom acordo em todo o ciclo de comutação, pode ser necessário o uso de um número elevado de parâmetros de comutação.

Nesta tese utilizou-se o método de comparação, ponto a ponto, das formas de onda de tensão e corrente. A tensão colector-emissor é escolhida para variável principal de optimização, uma vez que a sobretensão tipicamente observada na saída de condução, é de vital importância em termos de projecto de circuitos. No entanto foram estudadas outras soluções como a tensão de entrada V_{GE} e a corrente de saída I_C , bem como combinações entre as três variáveis.

A corrente de colector revelou-se inadequada como variável de optimização, uma vez que os efeitos das capacidades (nomeadamente a de Miller) são pouco visíveis na forma da curva. A optimização só com a tensão colector-emissor revelou-se suficiente para a maioria dos casos estudados. A excepção residiu nos casos onde o efeito da cauda da corrente saída é bastante pronunciado. Nestas situações, o uso da corrente é fundamental para uma extracção correcta. Em termos globais, é possível concluir que para uma solução mais sensata, se deve incluir em conjunto a tensão colector-emissor (V_{CE}) e a corrente de colector (I_C).

Outra conclusão interessante a retirar dos estudos efectuados, é que é possível obter bons resultados, considerando somente o período relativo à saída de condução, mesmo com uma variável de optimização. Por outras palavras, se com um determinado conjunto de parâmetros, o acordo na saída de condução for bom, então o acordo na entrada em condução também se verifica. Isto implica o uso de menos dados a tratar mas, principalmente, evita a necessidade de sincronizar as formas de onda na entrada em condução. Como se discute no parágrafo seguinte, a sincronização pode ser uma dificuldade adicional no processo de optimização.

A sincronização é uma fase indispensável quando se pretende comparar formas de onda. Tipicamente, o sincronismo é feito manualmente através do sinal de gerado no circuito de comando. Como a capacidade de entrada porta-fonte (C_{gs}) é modelada como uma capacidade fixa, a sincronização

pode não ser uma tarefa imediata, principalmente se a estimativa inicial de C_{gs} não for boa.

No exemplo da Figura 4.9 ilustram-se duas situações em que, apesar de os sinais de comando estarem sincronizados, verifica-se um desacordo na tensão porta-emissor (V_{GE}), originando um erro no atraso da entrada em condução. Uma situação destas, torna inviável uma sincronização automática baseada nos sinais de comando, como a proposta em (Bryant 2003).

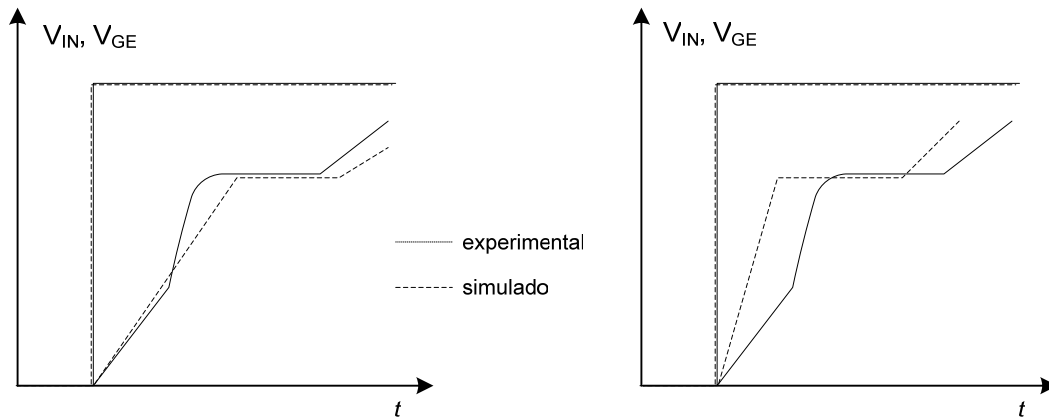


Figura 4.9 – Ilustração de problemas no sincronismo das formas de onda.

Estes exemplos ilustram a necessidade de, em certos casos, se proceder a um sincronismo com base na forma de onda da tensão porta-emissor (V_{GE}) em vez da tensão de comando, conforme ilustrado na Figura 4.10. Note-se que, com um ligeiro *off-set* no sinal de comando, consegue-se um melhor ajuste na tensão porta-emissor, como pretendido. Esta solução não é de todo desajustada, até porque a prática comum, na validação de modelos de semicondutores, consiste no alinhamento pelas variáveis principais V_{CE} e I_C , e não pelos sinais de comando.

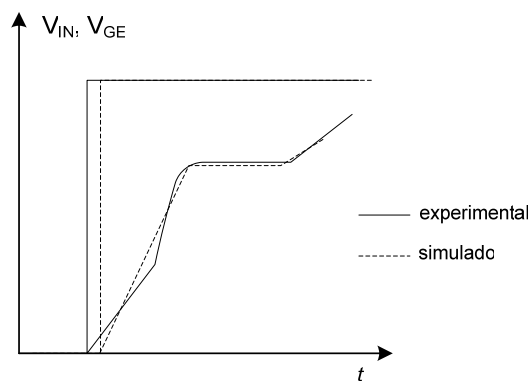


Figura 4.10 – Ilustração de um sincronismo por V_{GE} .

4.3.2 O algoritmo Simulated Annealing

O algoritmo Simulated Annealing (SA) é uma técnica de optimização baseada nos princípios da termodinâmica, motivada pelo processo de recozimento (*annealing*) dos sólidos. O recozimento é um processo físico no qual o metal é aquecido a uma temperatura próxima na transição sólido-líquido e

depois arrefecido lentamente de forma a obter uma estrutura cristalina perfeita. Esta estrutura corresponde a um estado de equilíbrio que minimiza a energia total. Se o arrefecimento não foi suficientemente lento, podem formar-se irregularidades no cristal, correspondendo a estados semi-estáveis com mínimos locais de energia.

A ideia subjacente ao SA é resolver um problema de optimização combinatória por um processo análogo ao processo físico. Esta analogia, originalmente proposta por (Kirkpatrick 1983; Cerny 1985), é baseada no procedimento estatístico desenvolvido por Metropolis *et al.* (Metropolis 1953), para a simulação da movimentação de partículas em materiais, em que as várias configurações do sistema correspondem às soluções possíveis de um dado problema e a energia do processo físico à função objectivo.

No algoritmo de Metropolis, uma nova configuração de partículas é gerada pelo método de Monte-Carlo. A sua energia livre (E_{new}) é comparada com a energia do estado anterior (E_{old}). Se $E_{new} < E_{old}$, a nova configuração “sobrevive” (é aceite) e forma a base para a perturbação seguinte. A nova configuração pode ainda ser aceite com $E_{new} > E_{old}$, mas apenas com probabilidade $P(\Delta E)$, dada pela distribuição de Boltzmann:

$$P(\Delta E) = \frac{1}{c} \exp\left(\frac{E_{old} - E_{new}}{kT}\right) \quad (4.19)$$

em que k é a constante de Boltzmann, T a temperatura actual e c uma constante de normalização.

A adaptação do algoritmo Metropolis aos problemas de optimização consiste em, para cada iteração, gerar aleatoriamente uma mudança da solução corrente, isto é, do actual conjunto de parâmetros, através de um mecanismo de geração. A função objectivo da nova solução é então calculada. Se esta for melhor do que a anterior, a nova solução é aceite como solução actual. Senão, e de acordo com o critério de Metropolis, se a diferença entre os valores da função objectivo da nova solução e da solução corrente for maior ou igual a zero, então a nova solução pode ainda ser aceite se $\lambda < \exp(-\Delta f/cT)$, em que λ é um número gerado aleatoriamente entre $[0,1]$ e Δf a diferença entre os valores da função objectivo das duas soluções. Caso contrário a solução actual mantém-se inalterada.

Esta característica, de aceitar soluções piores, permite ao algoritmo escapar a ótimos locais. No início do algoritmo, soluções significativamente piores podem ser aceites, uma vez que a temperatura é elevada. À medida que o algoritmo evolui, a temperatura vai diminuindo, reduzindo assim a probabilidade de aceitar soluções piores.

O algoritmo SA (Figura 4.11) é composto por dois ciclos¹ (Schwefel 1995):

- 1) Diminuição da temperatura (ciclo externo) até ser atingido o estado $T = 0$;
- 2) Fase de espera até ser encontrado um estado de equilíbrio (ciclo interno)
 - Realização de algoritmos Metropolis com T constante até que não ocorram melhores soluções.

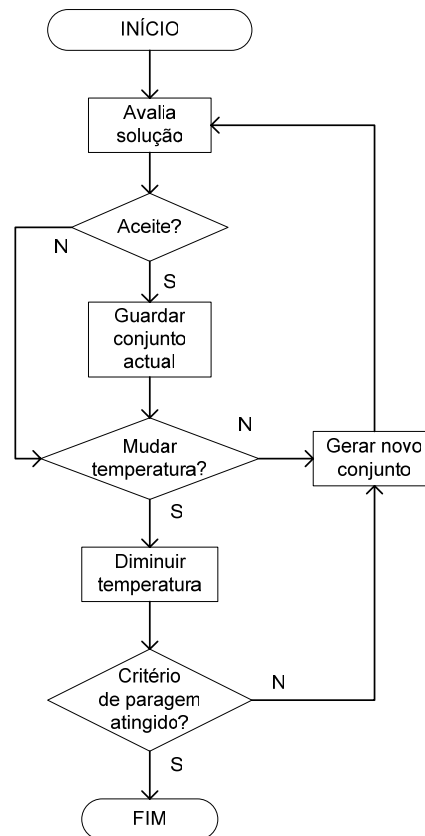


Figura 4.11 – Algoritmo Simulated Annealing.

Uma das dificuldades do método relaciona-se precisamente no controlo destes dois ciclos, uma vez que não existem regras sistemáticas para definir a forma de diminuir a temperatura e a duração da fase de equilíbrio. Além disso, é ainda necessário especificar um método para gerar novas soluções, isto é, geração de perturbações da solução actual.

Deste modo, o algoritmo SA é caracterizado por um conjunto de requisitos:

- População inicial (estimativa inicial);
- Temperatura inicial (T_0);
- Mecanismo de perturbação dos parâmetros – um método para gerar um novo conjunto de valores dos parâmetros;
- Função objectivo – uma equação escalar para medir a qualidade do ajuste de cada conjunto de parâmetros;
- Mecanismo de arrefecimento – um método para definir a forma como a temperatura diminui.
- Critério de paragem – um método para controlar a paragem do algoritmo.

¹ Por vezes o algoritmo SA é descrito na literatura de uma forma simplista, contendo apenas um ciclo, na qual a temperatura diminui em cada iteração, ou seja, o segundo ciclo tem tamanho 1.

Cada um destes requisitos, abordados em detalhe mais à frente, é definido de forma empírica e em função de problema em estudo, ou seja, a solução adoptada para cada requisito é definida especificamente para o problema. Por outro lado, a subjectividade associada aos parâmetros de controlo do algoritmo SA, torna o processo de optimização intrinsecamente iterativo, isto é, a afinação dos parâmetros de controlo é feita por experimentação (Schwefel 1995; Souza 2005), utilizando uma abordagem tentativa-erro através de um conjunto de optimizações preliminares. Esta é uma fase indispensável para o utilizador avaliar a sensibilidade dos parâmetros de controlo e escolher os valores mais adequados.

4.3.2.1 População inicial

A definição da estimativa inicial dos parâmetros pode ser feita de várias formas:

Escolher um conjunto aleatório de valores, mas com significado físico. Embora o algoritmo tenha a capacidade de convergir, mesmo com más soluções iniciais, manda o bom senso que a escolha dos valores seja feita dentro de uma gama de variação aceitável;

Escolher alguns valores comparando resultados experimentais com algumas simulações preliminares;

Extraír alguns parâmetros usando técnicas clássicas, publicadas na literatura, como as descritas no ponto 4.2. Esta é a abordagem proposta e utilizada neste tese, uma vez que possibilita uma boa estimativa inicial, diminuindo o tempo de optimização.

4.3.2.2 Mecanismo de perturbação dos parâmetros

Como descrito, em cada iteração do algoritmo, um novo conjunto de parâmetros X' deve ser gerado. Esse novo conjunto é obtido gerando uma perturbação aleatória no conjunto actual de parâmetros X , ou seja:

$$X'_i = X_i + \Delta X_i \quad (4.20)$$

Assim, para cada parâmetro i é gerada uma variação ΔX_i . Uma vez que as gamas de variação associadas a cada parâmetro são bastante heterogéneas, optou-se por gerar variações normalmente distribuídas com média zero e um desvio-padrão associado a cada parâmetro:

$$\Delta X_i \rightarrow N(0, \sigma_i^2) \quad (4.21)$$

Deste modo, o vector $\sigma = [\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n]$ constitui um dos parâmetros de controlo do algoritmo, determinando o seu desempenho, na medida em que valores elevados de σ podem produzir variações significativas na função objectivo, tornando mais difícil escapar a óptimos locais, por um lado, e por outro, dificultando a convergência para o óptimo global. Em oposição, valores baixos de σ podem tornar bastante lenta a pesquisa no espaço dos parâmetros e, por consequência, a convergência do algoritmo.

Como todos os outros parâmetros de controlo do algoritmo SA, a definição de σ é relativamente subjectiva e depende da confiança depositada na estimativa inicial do conjunto de parâmetros. Se o grau de certeza relativamente a um valor extraído for elevado, significa que o valor óptimo deve ser próximo da estimativa inicial, sendo suficiente pequenas perturbações para esse parâmetro.

Uma possível regra empírica para o cálculo de σ é considerar uma percentagem, por exemplo 5%, da variação admissível de cada parâmetro, ou seja:

$$\sigma_i = 0,05(X_i^{\max} - X_i^{\min}) \quad (4.22)$$

Os valores máximos e mínimos podem ser meramente indicativos, e usados apenas para determinar os desvios-padrão, ou podem servir para limitar a variação dos parâmetros, uma vez excedidos. Neste trabalho não foram impostos limites quanto à variação dos parâmetros.

4.3.2.3 Função objectivo

A finalidade da função objectivo é disponibilizar uma medida da qualidade do ajuste entre os resultados experimentais e simulados, ou seja, quantificar o erro entre as várias formas de onda de tensão e/ou corrente. A função objectivo foi definida como uma soma quadrática, ponto a ponto, dos erros relativos, ou seja:

$$f_{obj} = \sqrt{\sum_c \sum_i \left(\frac{g^s(x_i) - g^e(x_i)}{g^e(x_i)} \right)^2} \quad (4.23)$$

sendo c o número de curvas e i o número de pontos avaliados por curva. O índice 's' representa a curva simulada e 'e' a experimental.

Na optimização DC (4.23) é escrita como:

$$f_{obj} = \sqrt{\sum_c \sum_i \left(\frac{I_C^s(V_{CE}^i) - I_C^e(V_{CE}^i)}{I_C^e(V_{CE}^i)} \right)^2} \quad \begin{matrix} c = 1, 2, 3 \\ i = 1, 2, 3 \end{matrix} \quad (4.24)$$

com $I_C(V_{CE})$ a curva característica de saída, para cada valor da tensão porta-emissor (V_{GE}).

As experiências realizadas permitiram concluir que com um mínimo de 3 curvas (3 valores de V_{GE}) e 3 pontos por curva, se conseguem bons resultados. Dada a forma das curvas características de saída (Figura 4.7) é desejável que dois, dos três pontos, pertençam à região de triodo e restante à região de saturação.

Na optimização transitória, utilizando uma variável de optimização, a função objectivo é expressa por:

$$f_{obj} = \sqrt{\sum_i^n \left(\frac{g^s(t_i) - g^e(t_i)}{g^e(t_i)} \right)^2} \quad (4.25)$$

com n o número de pontos experimentais. Esta função objectivo revelou-se adequada em alguns casos estudados. No entanto, noutras situações pareceu não ser a mais eficaz.

Esta ineficácia está relacionada com a forma peculiar da curva da tensão colector-emissor (V_{CE}) na saída de condução (Figura 4.8-b). De facto, esta é caracterizada por um patamar inicial (de alguns volt) correspondente à tensão de condução. No início da comutação a tensão sobe com um declive muito baixo (até poucas dezenas de volt) passando para um declive muito elevado após o efeito de Miller, ao qual se segue a típica sobretensão, que pode atingir várias centenas de volt.

Dada esta gama alargada de variação de V_{CE} , pode acontecer que na fase inicial se verifiquem erros baixos em termos de amplitude mas elevados em termos percentuais, enquanto na fase final da comutação, os erros são grandes em amplitude mas baixos em termos percentuais. Embora seja desejável um acordo em todo o domínio temporal, os fenómenos relativos à tensão de saída são, sem dúvida, mais importantes após o efeito de Miller. Assim, a função objectivo dada por (4.25) tende a dar um peso superior à fase inicial, onde os erros percentuais podem ser mais elevados.

Neste contexto, estudaram-se outras alternativas através de expressões como:

$$f_{obj} = \sum_i^n \frac{|g^s(t_i) - g^e(t_i)|}{g^e(t_i)} \quad (4.26)$$

$$f_{obj} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_i^n (g^s(t_i) - g^e(t_i))^2} \quad (4.27)$$

$$f_{obj} = \frac{1}{n} \sum_i^n |g^s(t_i) - g^e(t_i)| \quad (4.28)$$

A expressão (4.28) demonstrou ser a mais consistente, e de certa forma, a solução esperada, na medida em que avalia directamente a amplitude dos erros.

Em qualquer um dos casos, a optimização através da comparação das formas de onda revelou-se um pouco ingrata, na medida em que produz, com alguma frequência, variações bruscas na função objectivo, implicando um controlo mais cuidadoso do algoritmo. De facto, os declives acentuados de tensão (V_{CE}) e corrente (I_C) implicam que, qualquer variação dos parâmetros que implique uma translação temporal das formas de onda, se traduza em variações repentinas dos erros e, como tal, da função objectivo.

Note-se que, se (4.27) ou (4.28) forem usadas com mais do que uma variável, por exemplo, V_{CE} e I_C , torna-se necessário normalizar os respectivos valores uma vez que a gama de variação das variáveis é muito distinta. Para tal, podem ser usados para V_{CE} o valor da tensão de alimentação e para I_C a corrente máxima de condução.

4.3.2.4 Mecanismo de arrefecimento

O mecanismo de arrefecimento é, provavelmente, a componente mais importante e decisiva para um bom desempenho do algoritmo SA. O mecanismo é composto por várias vertentes: a temperatura inicial, o esquema de arrefecimento da temperatura e o número de iterações à mesma temperatura na fase de equilíbrio.

Dependendo do esquema de arrefecimento, é possível demonstrar a convergência do algoritmo. No entanto, tal resultado é de reduzida utilidade prática, uma vez que implica normalmente um número proibitivo de iterações do método (Cohn 1999; Souza 2005).

Nos parágrafos seguinte analisam-se as três componentes atrás referidas.

Temperatura inicial

A temperatura inicial deve ser suficientemente elevada, de modo a permitir ao algoritmo escapar a óptimos locais, mas suficientemente baixa para não sair do óptimo global. Relembre-se (Equação 4.19) que no início do algoritmo, o facto de a temperatura ser elevada, permite que soluções piores sejam aceites com uma probabilidade relativamente elevada mas, à medida que a temperatura vai diminuindo, essa probabilidade vai sendo reduzida.

Na literatura são propostos alguns procedimentos para a determinação da temperatura:

Realizar o algoritmo com uma elevada taxa de arrefecimento (significa usar s baixo em (4.29)) e escolher para temperatura inicial, aquela para a qual foi encontrada a melhor solução (Connolly 1990);

Partindo de uma dada solução, gerar um certo número de vizinhos, e tomar como temperatura inicial o valor médio da função objectivo associada a cada vizinho (Souza 2005);

Partindo de uma dada solução com uma temperatura inicial baixa, contar quantos vizinhos dessa solução são aceites, em n iterações do método nessa temperatura. Caso a taxa de vizinhos aceites seja elevada (por exemplo 95%), então retorna-se como temperatura inicial a temperatura corrente. Caso contrário, aumenta-se a temperatura segundo uma certa taxa (por exemplo 10%) e repete-se a contagem nesta temperatura. O procedimento prossegue até ser atingida a taxa mínima de vizinhos aceites (Souza 2005).

Esquema de arrefecimento

O arrefecimento efectivo da temperatura pode ser feito por vários mecanismos (Osman 1995; Cohn 1999; Pham 2000a; Fouskakis 2002). O mais comum utiliza uma variação geométrica:

$$T_{i+1} = sT_i \quad (4.29)$$

em que o factor s varia tipicamente entre 0.8 e 0.99. Outros esquemas possíveis são:

- Em função dos limites superior T_0 e inferior T_f da temperatura, e do número de iterações N :

$$T_{i+1} = T_i \left(\frac{T_0}{T_f} \right)^{1/n} \quad (4.30)$$

- $$T_{i+1} = \frac{T_i}{1 + \beta T_i} \quad (4.31)$$

com $\beta < 0.2$;

- $$T_i = \frac{c}{\ln(1 + i)} \quad (4.32)$$

onde c é da ordem do valor do óptimo local mais profundo¹.

Apesar desta variedade de metodologias, a taxa de arrefecimento parece ser o factor mais importante, do que propriamente o esquema de arrefecimento (Fouskakis 2002), sendo preferível optar por um esquema comum, como o dado por (4.29), e concentrar energias na afinação do factor de arrefecimento s . Esta foi a opção utilizada nesta tese.

Número de iterações a temperatura constante

A estimação do número máximo de iterações numa dada temperatura é feita normalmente em função das dimensões do problema, seja através do tamanho do espaço dos parâmetros ou do tamanho da vizinhança (Fouskakis 2002; Souza 2005). Neste caso, a fase de equilíbrio tem duração constante.

Alternativamente, a fase de equilíbrio pode ser função da temperatura através de um aumento geométrico ou aritmético a cada nova temperatura.

Outro esquema possível consiste em diminuir a temperatura após a aceitação de um número fixo de movimentos. Assim, a fase de equilíbrio no início do algoritmo será curta, uma vez que a temperatura é elevada e a taxa de aceitação também mas, por outro lado, a baixas temperaturas, a fase de equilíbrio pode ser demasiadamente longa até que o número mínimo de movimentos aceites seja atingido (Fouskakis 2002).

Uma quarta possibilidade consiste em terminar a fase de equilíbrio se o mínimo actual não for melhorado nas últimas k iterações. No entanto, a duração da fase de equilíbrio depende do instante em que se faz essa verificação, isto é, o algoritmo pode estar continuamente a verificar a condição de equilíbrio (opção usada neste trabalho) ou apenas quando há um movimento rejeitado (como em (Schwefel 1995)). Na fase mais crítica, a baixas temperaturas, as duas alternativas deverão ser equivalentes uma vez que a frequência de óptimos encontrados é baixa e, como tal, a duração da fase de equilíbrio tende a ser semelhante nas duas alternativas. A temperaturas elevadas, como a taxa de movimentos aceites é elevada (o que implica poucas rejeições), a segunda alternativa tende a apresentar fases de equilíbrio mais longas, o que à partida é indesejável.

¹ Neste esquema a convergência é garantida quando k tende para infinito.

4.3.2.5 Critério de paragem

Em teoria, a temperatura final deve ser zero. Na prática é suficiente chegar a uma temperatura próxima de zero, devido à precisão limitada da implementação computacional. Alguns critérios possíveis para a paragem do algoritmo, isolados ou combinados, são:

- Número máximo de iterações do algoritmo¹;
- Valor mínimo de temperatura;
- Valor mínimo da função objectivo¹;
- Valor mínimo da taxa de aceitação de movimentos;

Neste trabalho, a maior parte das experiências foram realizadas especificando um número máximo de iterações.

4.3.3 Implementação do procedimento

A implementação do procedimento para a extracção dos parâmetros do modelo do IGBT tem duas componentes: a implementação do algoritmo de optimização SA e a comunicação entre o algoritmo e o simulador IsSpice4. Relembre-se que, a cada iteração do algoritmo, é feita uma chamada ao simulador IsSpice4, com o actual conjunto de parâmetros (solução actual), no sentido de avaliar a função objectivo, por comparação entre os resultados da simulação e os experimentais.

A necessidade de realizar uma simulação em cada iteração do algoritmo, torna este problema deveras característico, na medida em que o tempo de simulação condiciona decisivamente o tempo total do processo de optimização. De facto, uma simulação pode demorar alguns segundos, podendo atingir 10 a 20 segundos noutros casos, enquanto o tempo de processamento do resto do algoritmo representa uma parte insignificante destes valores. Significa isto que o tempo total de optimização pode facilmente ultrapassar uma hora com algumas centenas de iterações. Esta situação contrasta com uma aplicação típica, na qual a avaliação da função objectivo é feita quase instantaneamente, pelo que, numa hora é possível ter-se milhares de iterações.

Apesar de tudo, os resultados obtidos foram promissores, reforçando a ideia de que uma solução óptima local (boa) pode ser bastante eficiente e que, encontrar rapidamente uma boa solução pode ser mais desejável do que encontrar demoradamente a melhor solução possível.

Como foi referido, o algoritmo SA é muito simples, requerendo apenas algumas linhas de código. Na Figura 4.12 representa-se o fluxograma e o pseudocódigo do algoritmo.

¹ Garantindo que o algoritmo atinja temperaturas baixas.

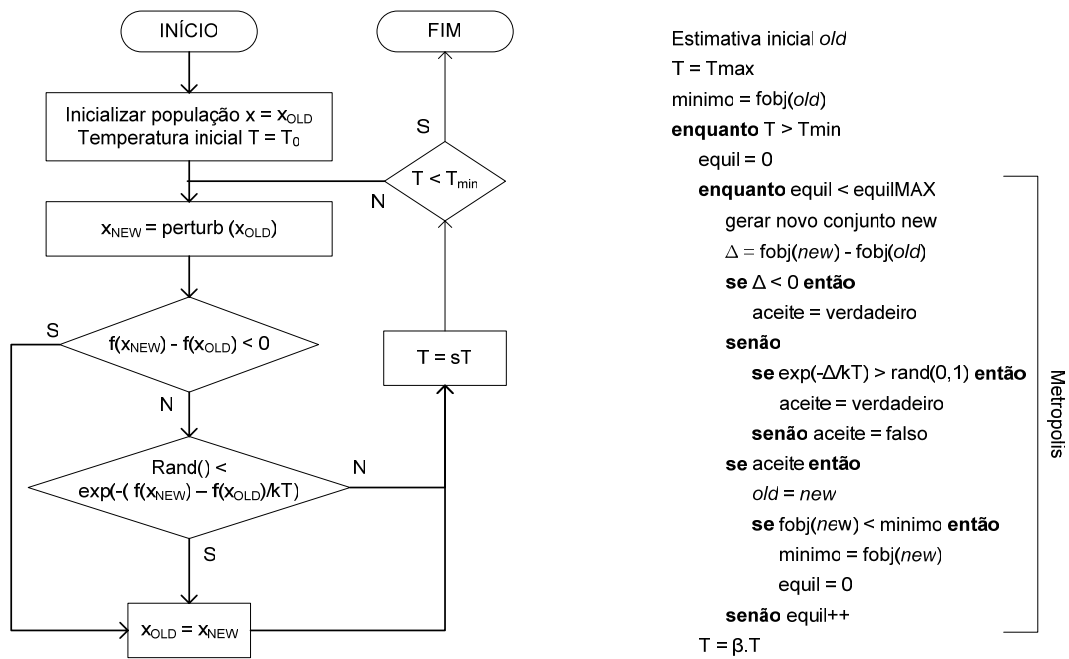


Figura 4.12 – Fluxograma e pseudocódigo do algoritmo simulated annealing.

A implementação pode ser feita em qualquer linguagem de programação standard.

A comunicação entre o algoritmo e o simulador representa a componente mais exigente da implementação. Esta comunicação passa pela transferência de dados entre o algoritmo e o simulador, bem como o controlo deste. Neste sentido, optou-se por realizar a implementação em MATLAB, fazendo uso das suas rotinas incorporadas de acesso a ficheiros de texto e explorando as suas capacidades gráficas, por um lado, para acompanhar visualmente a evolução do algoritmo e, por outro, para desenvolver toda a interface gráfica com o utilizador.

A interface gráfica (Figura 4.13) desenvolvida teve como objectivo principal facilitar a realização dos vários estudos de validação, quer do procedimento de extracção, quer do modelo do IGBT. Assim, esta não deve ser entendida como um “produto” acabado, uma vez que não estão implementadas todas as funcionalidades para um completo controlo do procedimento de extracção. Nomeadamente, quase todas as tarefas de pré-processamento, como sejam a formatação dos dados experimentais, a formatação do ficheiro de simulação, a definição da função objectivo, entre outras, têm de ser introduzidas directamente no código fonte.

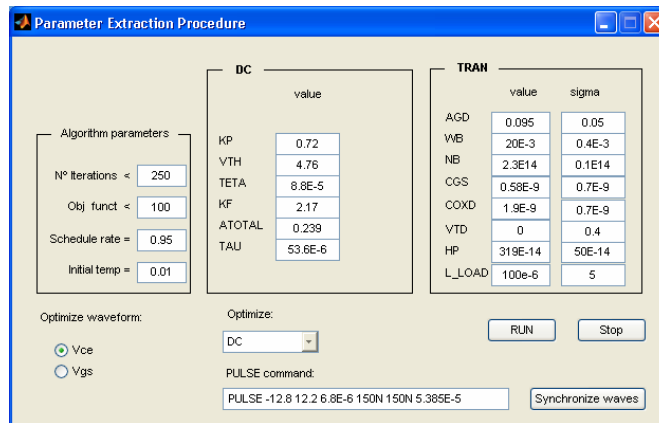


Figura 4.13 – Interface gráfica em MATLAB para a extração dos parâmetros.

No entanto, as funcionalidades principais estão todas implementadas e acessíveis através da interface, como por exemplo:

Os valores dos parâmetros de controlo do algoritmo;

A definição do comando para a simulação transitória;

A sincronização dos sinais (experimental e simulado);

A definição dos valores dos parâmetros para a configuração inicial e os respectivos desvios-padrão para o calculo das perturbações dos parâmetros;

A visualização da evolução do algoritmo;

O controlo global do procedimento.

Detalhando um pouco mais a implementação do procedimento, a comunicação entre o algoritmo e o simulador é feita através da passagem de dados entre o MATLAB e dois ficheiros de “controlo” do simulador (Figura 4.14).

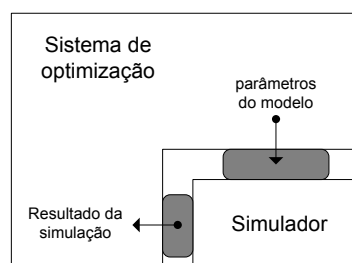


Figura 4.14 – Integração entre o ambiente de optimização e o simulador.

Uma vez que a versão utilizada do simulador IsSpice4 não possui qualquer funcionalidade de troca de dados com outras aplicações externas, a alteração dos parâmetros do modelo é feita através da lista de componentes do circuito. A lista de componentes (ficheiro de texto com extensão .CIR) é o ficheiro

principal do simulador, com uma sintaxe própria, que contém um conjunto de informação que descreve todo circuito eléctrico, ou seja, o tipo de componentes, os seus valores, e a interligação entre os vários componentes. É também aqui que se definem as características da simulação (análise DC, análise transitória, passo de tempo, etc.), bem como as variáveis de saída a monitorizar. Estas são guardadas no ficheiro de saída do simulador (de extensão .OUT).

Deste modo, consoante o tipo de análise (DC ou transitória) definida pelo utilizador, os valores dos parâmetros associados a essa escolha são transferidos para a lista de componentes do circuito, bem como os valores associados ao controlo da simulação. No fim da simulação, os valores que constam no ficheiro de saída do simulador são passados para o processo de optimização, no sentido de avaliar a função objectivo.

A falta de convergência de algumas simulações é outra situação que deve ser controlada pelo processo de optimização. Normalmente, a falta de convergência resulta na interrupção da simulação, sendo gerado um ficheiro de erro (extensão .ERR) com a respectiva informação. O módulo de optimização monitoriza este ficheiro e a simulação é ignorada na presença de um erro. O fim da simulação é detectado através da monitorização contínua de uma sequência específica de caracteres presente no ficheiro de saída do simulador.

Assim, em cada iteração do algoritmo, uma nova simulação é iniciada através de uma chamada ao sistema operativo. A partir desse instante, o ficheiro de saída do simulador (.OUT) é continuamente monitorizado. A detecção da frase “*total run time*” é indicativo de que a simulação terminou. Nessa altura, o ficheiro de erro (.ERR) é analisado para verificar a existência de algum erro. Em condições normais, os dados com os valores das várias formas de onda são transferidos para o MATLAB, dando sequência ao processo de optimização.

4.4 Resultados

A validação do procedimento de extracção de parâmetros, e por inerência o modelo do IGBT, foi realizada utilizando três IGBTs com características diferentes:

IGBT A: BUP203 (NPT-IGBT 1000V/23A)

IGBT B: BSM200GA100D (NPT-IGBT 1000V/290A)

IGBT C: IRG4PC50U (PT-IGBT 600V/27A)

Nesta secção apresenta-se as condições nas quais foram realizadas as extracções dos parâmetros dos vários semicondutores, dando particular atenção ao comportamento do algoritmo durante a optimização. Neste contexto, apenas se apresentam os resultados associados às variáveis usadas na função objectivo e para as condições de funcionamento definidas em cada caso.

A validação, propriamente dita, do modelo do IGBT e do procedimento de extracção é realizada no Capítulo 5, onde se faz uma análise mais detalhada, considerando todas as variáveis, tensão colector

emissor (V_{CE}), tensão porta-emissor (V_{GE}) e corrente de colector (I_C), e analisando o ciclo completo de comutação em várias condições de funcionamento.

O circuito de teste utilizado na extracção dos parâmetros (para a componente transitória) corresponde a um circuito de carga resistiva, conforme ilustrado na Figura 4.15.

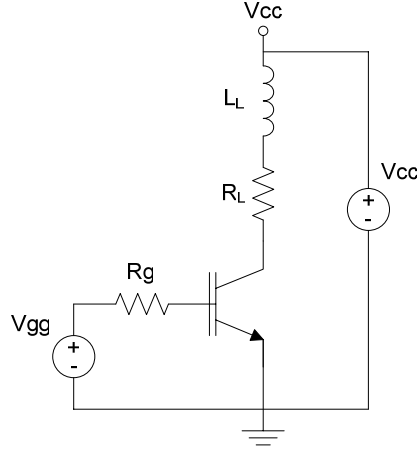


Figura 4.15 – Circuito de teste com carga resistiva.

Por último, refira-se que todos os estudos foram realizados num PC, com um processador AMD Athlon XP 1800, a 1.5 GHz, com 512 kb de RAM.

4.4.1 Resultados do IGBT A

A Tabela 4.3 apresenta os valores dos parâmetros utilizados como estimativa inicial. Estes foram extraídos com os procedimentos clássicos de extracção, já apresentados no ponto 4.2.

Tabela 4.3 – Estimativa inicial dos parâmetros do modelo do IGBT A.

Parâmetro	Optimização DC							Optimização transitória					
	A (cm^2)	h_p ($cm^4.s^{-1}$)	K_f	K_p (A/V^2)	V_{th} (V)	τ (μs)	θ (V^{-1})	A_{gd} (cm^2)	C_{gs} (nF)	C_{oxd} (nF)	N_B (cm^{-3})	V_{bi} (V)	W_B (cm)
Valor inicial	0.2	500×10^{-14}	3.1	0.9	4.73	50	12×10^{-5}	0.09	1.8	3.1	0.4×10^{14}	0.7	0.018

4.4.1.1 Optimização DC do IGBT A

A função objectivo f_{obj} usa a equação (4.33) e é avaliada com três curvas da característica de saída $I_C = f(V_{CE})$, com $V_{GE} = 8, 9$ e 11 V. Para cada uma das curva usou-se três pontos. O índice 's' representa a curva simulada e 'e' a experimental.

$$f_{obj} = \sqrt{\sum_c \sum_i \left(\frac{I_C^s(V_{CE}^i) - I_C^e(V_{CE}^i)}{I_C^e(V_{CE}^i)} \right)^2} \quad \begin{matrix} c = 1, 2, 3 \\ i = 1, 2, 3 \end{matrix} \quad (4.33)$$

O critério de paragem utilizado neste caso é o valor da função objectivo ser inferior a $\frac{1}{2}$. O número de iterações necessárias foi de 170 ($f_{obj} = 0.465$) realizadas em 8.5 minutos¹.

As figuras seguintes ilustram a evolução dos valores da função objectivo e de alguns parâmetros do modelo do IGBT.

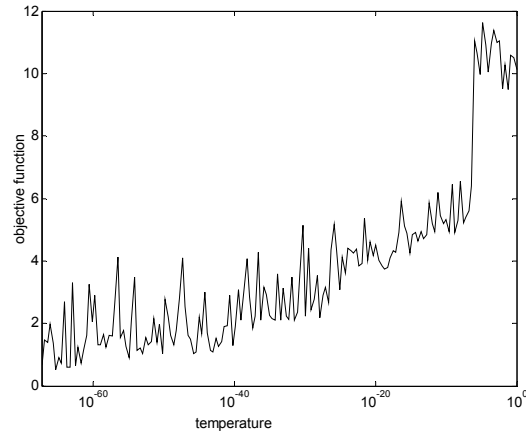


Figura 4.16 – Evolução da função objectivo na optimização DC do IGBT A.

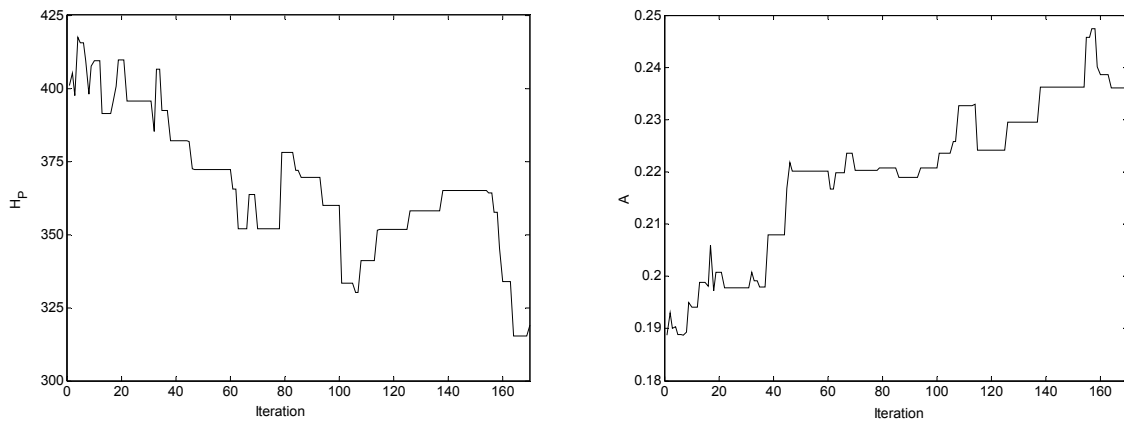


Figura 4.17 – Evolução dos parâmetros h_p ($10^{-14} \text{ cm}^4/\text{s}$) e A (cm^2) na optimização DC do IGBT A.

A Tabela 4.4 lista os valores iniciais dos parâmetros, os desvios-padrão usados na optimização e os valores do conjunto óptimo de parâmetros. A Figura 4.18 compara os resultados experimentais e simulados para o conjunto óptimo de parâmetros. Como é evidente pela análise visual da figura, o ajuste é bom.

¹ Num PC com um processador AMD Athlon XP 1800, a 1.5 GHz, com 512 kb de RAM.

Tabela 4.4 – Condições e resultado final na optimização DC do IGBT A.

Parâmetro	A (cm^2)	b_p ($10^{-14} cm^4/s$)	K_f	K_p (A/V^2)	V_{th} (V)	τ (μs)	θ ($10^{-5} V^{-1}$)
Valor inicial	0.200	500	3.10	0.90	4.73	50	12.0
Desvio padrão	0.005	10	0.07	0.05	0.02	4	0.5
Valor óptimo	0.239	319	2.17	0.72	4.76	54	8.8

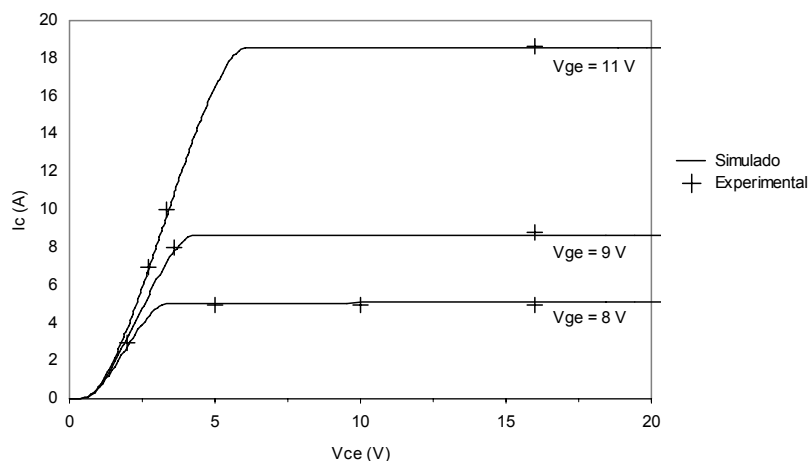


Figura 4.18 – Optimização DC do IGBT A – Característica de saída simulada e experimental.

4.4.1.2 Optimização transitória do IGBT A

A optimização transitória é realizada usando a tensão colector-emissor (V_{CE}) como variável de optimização e considerando apenas a fase de saída de condução. A respectiva função objectivo é:

$$f_{obj} = \sqrt{\frac{1}{551} \sum_{i=1}^{551} \left(V_{CE}^s(t_i) - V_{CE}^e(t_i) \right)^2} \quad (4.34)$$

em que o índice 's' representa a curva simulada e 'e' a experimental.

Os valores dos parâmetros de controlo do algoritmo foram: temperatura inicial $T_0 = 0.1$ e taxa de arrefecimento $s = 0.93$. Para este caso foi definido como critério de paragem, um número máximo de 150 iterações, resultando num valor óptimo de 11 para a função objectivo. As simulações no IsSpice4 foram realizadas numa janela temporal de $70\mu s$ com um passo de tempo de $10\mu s$. A duração média de cada simulação foi cerca de 30 segundos, pelo que o processo de optimização demorou aproximadamente 75 minutos¹.

As figuras seguintes ilustram a evolução dos valores da função objectivo e de alguns parâmetros do modelo do IGBT.

¹ Num PC com um processador AMD Athlon XP 1800, a 1.5 GHz, com 512 kb de RAM.

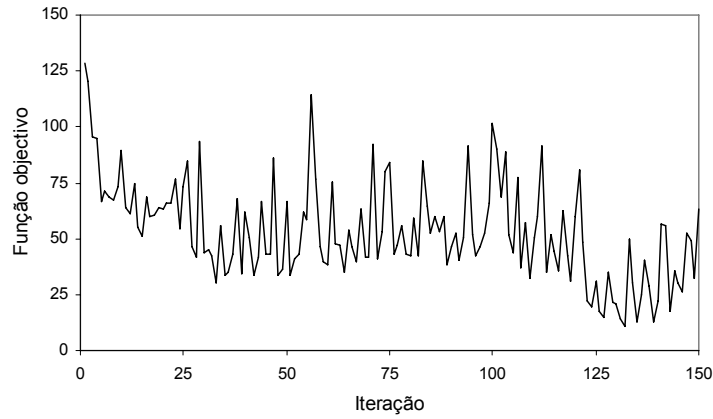


Figura 4.19 – Evolução da função objectivo na optimização transitória do IGBT A.

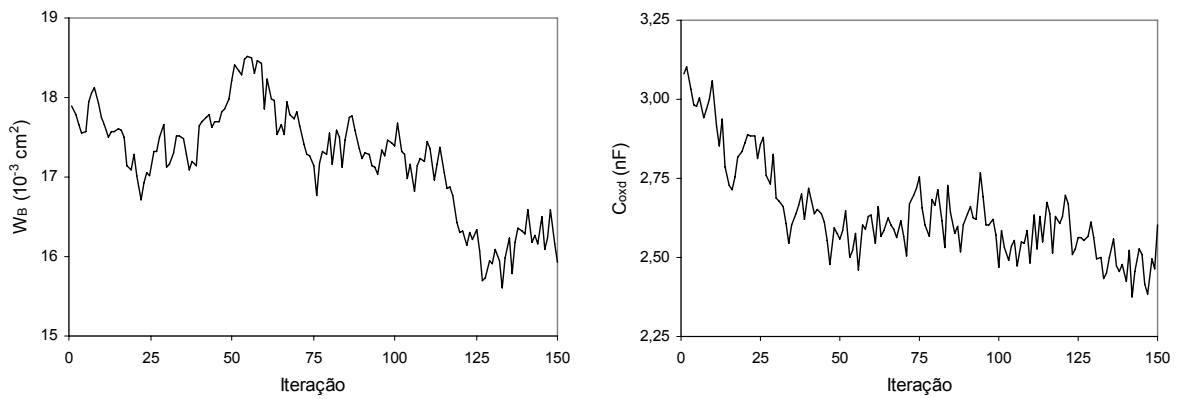


Figura 4.20 – Evolução dos parâmetros W_B e C_{oxd} na optimização transitória do IGBT A.

Na Tabela 4.5 lista os valores do conjunto óptimo de parâmetros, os valores da estimativa inicial e os desvios-padrão usados na optimização.

Tabela 4.5 – Condições e resultado final na optimização transitória do IGBT A.

($V_{CC} = 150 \text{ V}$; $R_G = 1340 \text{ } \Omega$; $R_L = 20 \text{ } \Omega$; $L_f = 62 \text{ } \mu\text{H}$)

Parâmetro	A_{gd} (cm^2)	C_{gs} (nF)	C_{oxd} (nF)	h_p ($10^{-14} \text{ cm}^4/\text{s}$)	N_B (10^{14} cm^{-3})	V_{bi} (V)	W_B (10^{-3} cm)
Valor inicial	0.090	1.80	3.10	500	0.40	0.70	18.0
Desvio padrão	0.007	0.10	0.10	50	0.07	0.04	0.30
Valor óptimo	0.104	1.81	2.50	58.2	0.88	0.54	16.0

A Figura 4.21 compara os resultados experimentais (a carregado) e simulados para o conjunto óptimo de parâmetros. O acordo evidenciado entre os resultados experimentais e simulados valida, por uma lado, o conjunto de parâmetros extraído, e por outro, o modelo do IGBT. Em particular, a figura valida a implementação da queda de tensão associada à componente MOS e a queda de tensão na zona de

armazenamento associada à modulação em condutividade. De facto, a primeira está relacionada com a zona correspondente ao declive acentuado da tensão V_{CE} , enquanto a segunda predomina na zona de menor declive. A fase final da saída de condução, na qual a tensão estabiliza para a tensão de alimentação, apresenta um desvio que terá que ver, provavelmente, com uma modelação menos precisa da capacidade de saída do IGBT.

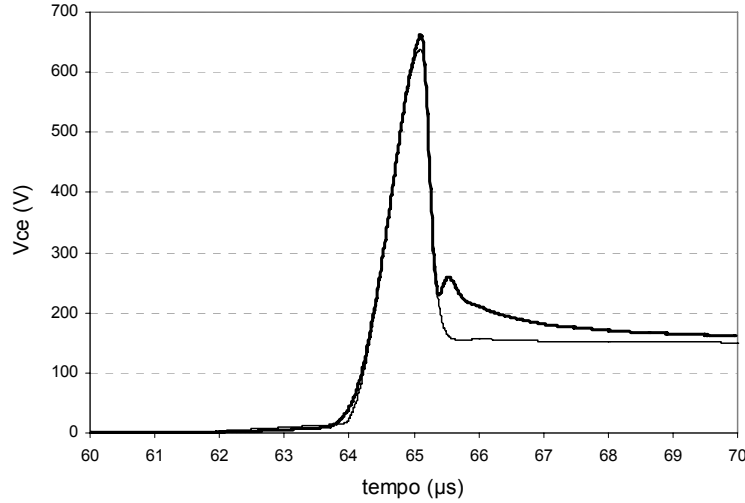


Figura 4.21 – Otimização transitória do IGBT A – V_{CE} simulado e experimental no turn-off.

4.4.2 Resultados do IGBT B

Os valores utilizados para a estimativa inicial, apresentados na Tabela 4.6, são extraídos utilizando os procedimentos clássicos de extracção já apresentados no ponto 4.2.

Tabela 4.6 – Estimativa inicial dos parâmetros do modelo do IGBT B.

Parâmetro	Optimização DC						Optimização transitória						
	A (cm^2)	K_f	K_p (A/V^2)	V_{th} (V)	τ (μs)	θ (V^{-1})	A_{gd} (cm^2)	C_{gs} (nF)	C_{oxd} (nF)	h_p ($cm^4.s^{-1}$)	N_B (cm^{-3})	V_{td} (V)	W_B (cm)
Valor inicial	2.67	1.6	39.5	5.45	25	3.3×10^{-5}	1.33	16	27	500×10^{-14}	2.42×10^{14}	0	10.1×10^{-3}

4.4.2.1 Optimização DC do IGBT B

A função objectivo f_{obj} é avaliada com a equação (4.35) usando três curvas da característica de saída $I_C = f(V_{CE})$, com $V_{CE} = 6.0, 6.3$ e 6.6 V, e três pontos por curva.

$$f_{obj} = \sqrt{\sum_c \sum_i \left(\frac{I_C^s(V_{CE}^i) - I_C^e(V_{CE}^i)}{I_C^e(V_{CE}^i)} \right)^2} \quad \begin{matrix} c = 1, 2, 3 \\ i = 1, 2, 3 \end{matrix} \quad (4.35)$$

Neste caso definiu-se como critério de paragem 100 iterações. O valor óptimo da função objectivo

foi de 0.62. O processo demorou cerca de 5 minutos¹.

A Figura 4.22 ilustra a evolução dos valores da função objectivo.

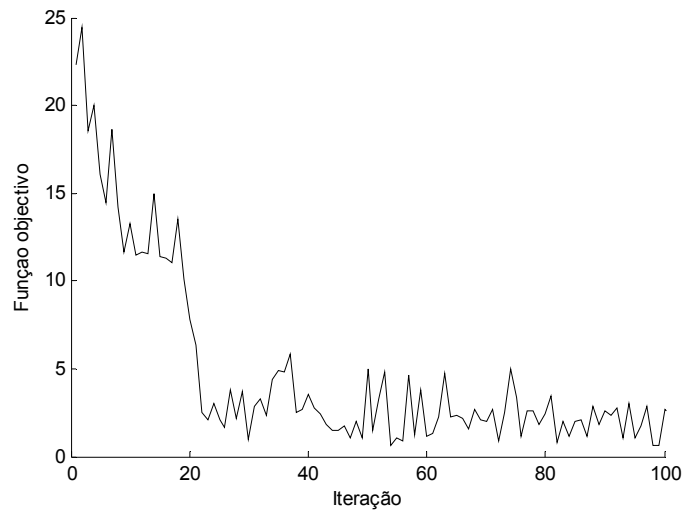


Figura 4.22 – Evolução da função objectivo na optimização DC do IGBT B.

A Tabela 4.7 lista os valores iniciais dos parâmetros, os desvios-padrão usados na optimização e os valores do conjunto óptimo de parâmetros. A Figura 4.23 compara os resultados experimentais e simulados para o conjunto óptimo de parâmetros. Tal como não caso anterior, a concordância dos resultados é boa.

Tabela 4.7 – Condições e resultado final na optimização DC do IGBT B.

Parâmetro	A (cm^2)	K_f	K_p (A/V^2)	V_{th} (V)	τ (μs)	θ ($10^{-5} V^{-1}$)
Valor inicial	2.67	1.6	39.5	5.45	25	3.3
Desvio padrão	0.05	0.1	1.0	0.02	4	0.5
Valor óptimo	2.76	0.87	32.7	5.51	30	1.15

¹ Num PC com um processador AMD Athlon XP 1800, a 1.5 GHz, com 512 kb de RAM.

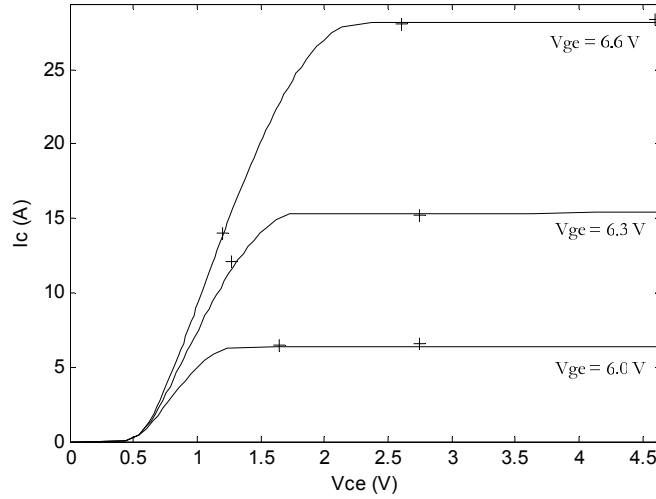


Figura 4.23 – Optimização DC do IGBT B – Característica de saída simulada e experimental.

4.4.2.2 Optimização transitória do IGBT B

A optimização transitória é realizada com V_{CE} e I_C como variáveis de optimização, considerando apenas a fase de saída de condução. A função objectivo tem como expressão:

$$f_{obj} = \sum_{i=1}^{703} \left(\frac{|V_{CE}^s(t_i) - V_{CE}^e(t_i)|}{V_{CE}^e(t_i)} + \frac{|I_C^s(t_i) - I_C^e(t_i)|}{I_C^e(t_i)} \right) \quad (4.36)$$

em que o índice ‘s’ representa a curva simulada e ‘e’ a experimental.

Os valores dos parâmetros de controlo do algoritmo são: temperatura inicial $T_0 = 0.1$ e taxa de arrefecimento $s = 0.96$. As simulações no IsSpice4 foram realizadas numa janela temporal de $115\mu s$ com um passo de tempo de $20ns$. A duração média de cada simulação foi cerca de 15 segundos, pelo que o processo de optimização demorou aproximadamente 1h40m¹.

Durante o processo de afinação do algoritmo, detectou-se que os valores das capacidades de porta-fonte (C_{gf}) e do óxido (C_{oxd}) evoluíam, sistematicamente, para valores muito superiores, evidenciando que a estimativa inicial era fraca. De facto, já se tinha verificado experimentalmente que estas capacidades apresentavam valores reais mais elevados do que os extraídos pelos métodos clássicos baseados nas folhas de características. O mesmo desacordo foi também verificado em (Bonnet 2003) para um dispositivo da mesma família.

Assim, no sentido de agilizar o processo de optimização, decidiu utilizar-se como estimativa inicial, uma das soluções encontradas durante a fase inicial de afinação (designada por ‘solução parcial’ na Tabela 4.8). Para a optimização final, foi definido como critério de paragem um número máximo de 400 iterações, resultando num valor óptimo de 149.3 para a função objectivo.

¹ Num PC com um processador AMD Athlon XP 1800, a 1.5 GHz, com 512 kb de RAM.

A Tabela 4.8 ilustra todos os valores dos parâmetros utilizados na otimização, bem como os valores finais correspondentes à solução óptima.

Tabela 4.8 – Condições e resultado final na otimização transitória do IGBT B.

($V_{CC} = 300 \text{ V}$; $R_G = 100 \text{ } \Omega$; $R_E = 29 \text{ } \Omega$)

Parâmetro	A_{gd} (cm^2)	C_{gs} (nF)	C_{oxd} (nF)	h_p ($10^{-14} \text{ cm}^2/\text{s}$)	L_{load} (μH)	N_B (10^{14} cm^{-3})	V_{td} (V)	W_B (10^{-3} cm)
Valor inicial	1.33	16.0	27.0	500	90.0	2.42	0	10.1
Desvio padrão	0.05	0.1	0.3	5	0.5	0.03	0.1	0.2
Solução parcial	2.20	52.3	77.9	204	91.1	0.74	-2.6	12.0
Valor óptimo	2.17	49.4	85.2	193	93.2	0.72	-3.2	13.9

As figuras seguintes mostram a evolução dos valores da função objectivo e de alguns parâmetros do modelo do IGBT.

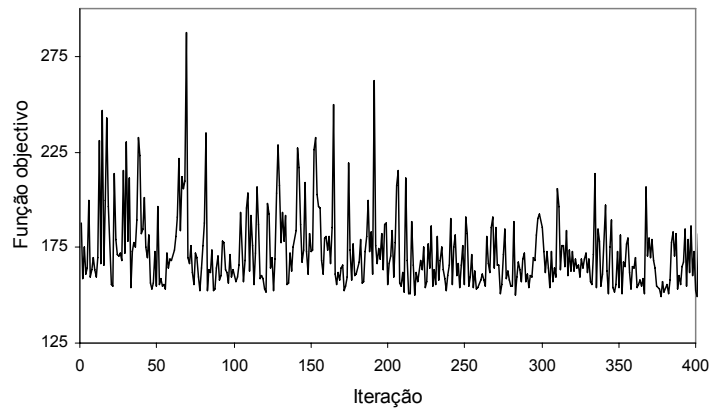


Figura 4.24 – Evolução da função objectivo na otimização transitória do IGBT B.

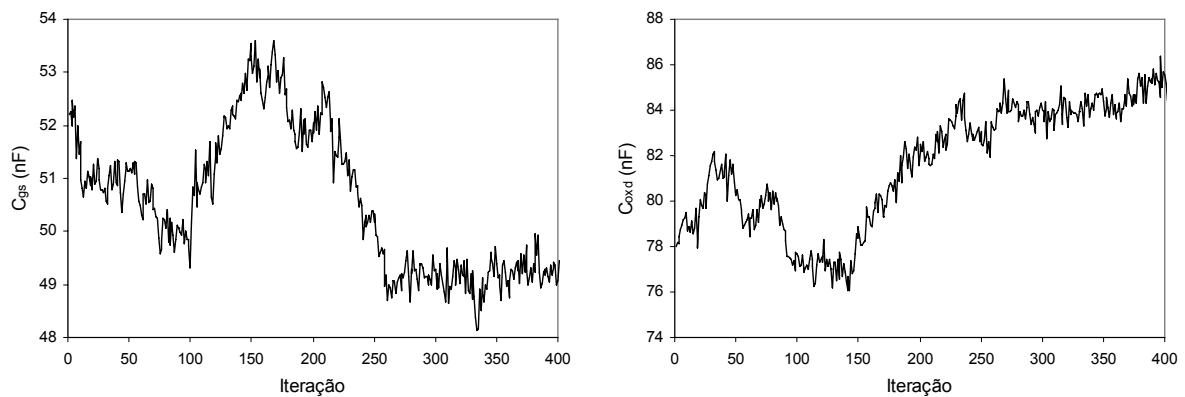


Figura 4.25 – Evolução dos parâmetros C_{gs} e C_{oxd} na otimização transitória do IGBT B.

A Figura 4.26 compara os resultados experimentais (a carregado) e simulados para o conjunto

óptimo de parâmetros. A análise da figura permite concluir que, a fase inicial da saída de condução correspondente aos declives acentuados de tensão e corrente, é modelada com bastante precisão.

A fase final, correspondente ao efeito da “cauda” da corrente de colector, apresenta algumas discrepâncias. No caso da corrente de colector, esses desvios são aceitáveis. Para a tensão colector-emissor, os desvios são mais acentuados, provavelmente devido à incompleta estimação da capacidade de saída do IGBT. Estes desvios originam um erro superior ao desejado para a estimação das perdas de comutação. Apesar disso, a sobretensão da tensão colector-emissor é correctamente estimada, o que, em termos de projecto, é um factor relevante.

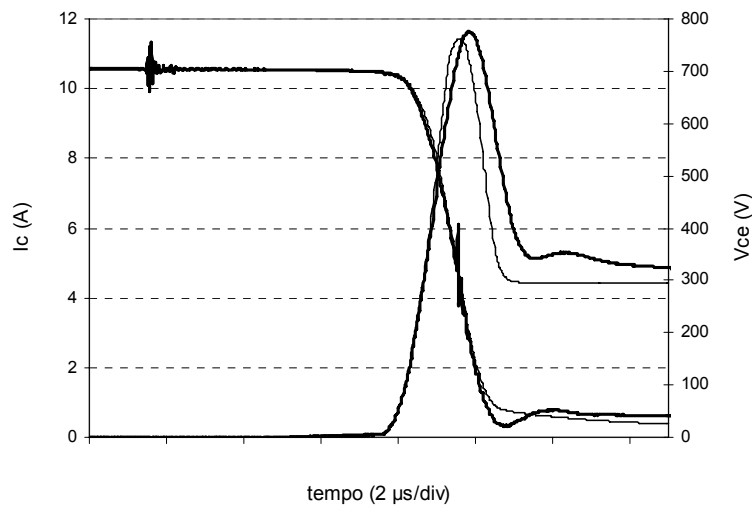


Figura 4.26 – Otimização transitória do IGBT B – V_{CE} e I_C simulados e experimentais no turn-off.

4.4.3 Resultados do IGBT C

Os valores utilizados para a estimativa inicial, representados na Tabela 4.9, são extraídos utilizando os procedimentos clássicos de extracção, já apresentados no ponto 4.2.

Tabela 4.9 – Estimativa inicial dos parâmetros do modelo do IGBT C.

Parâmetro	Optimização DC						Optimização transitória						
	A (cm^2)	K_f	K_p (A/V^2)	V_{th} (V)	τ (μs)	θ (V^{-1})	A_{gd} (cm^2)	C_{gs} (nF)	C_{axd} (nF)	h_p (cm^4/s)	N_B (cm^{-3})	V_{td} (V)	W_B (cm)
Valor inicial	0.27	1.8	7.5	5.0	1.0	0.05	0.0675	4	7.1	5×10^{-14}	1.95×10^{14}	0	8.7×10^{-3}

Este IGBT tem uma estrutura PT (Figura 3.5) caracterizada por três parâmetros adicionais relativos à zona da *buffer layer* : comprimento W_H , concentração do dopante N_H e o tempo médio de vida τ_H . Embora o procedimento de optimização possa ser modificado de modo a incluir estes parâmetros, optou-se por utilizar um valor dentro da gama empírica de variação dos mesmos (4 a 10 μm para W_H e 10^{16} a $10^{17} cm^{-3}$ para N_H), uma vez que eles não têm uma influência significativa na precisão global do modelo

(Kang 2003c).

Neste caso, foram utilizados os valores referidos em (Leturcq 1997) para o mesmo dispositivo: $W_H = 7 \mu\text{m}$, $N_H = 2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ e $\tau_H = 0.17 \mu\text{s}$.

4.4.3.1 Optimização DC do IGBT C

A função objectivo f_{obj} foi avaliada com a equação (4.37) usando três curvas da característica de saída ($V_{GE} = 7, 8 \text{ e } 9 \text{ V}$) com três pontos por curva.

$$f_{obj} = \sqrt{\sum_c \sum_i \left(\frac{I_C^s(V_{CE}^i) - I_C^e(V_{CE}^i)}{I_C^e(V_{CE}^i)} \right)^2} \quad \begin{matrix} c = 1, 2, 3 \\ i = 1, 2, 3 \end{matrix} \quad (4.37)$$

Neste caso o critério de paragem é um máximo de 180 iterações. Os valores dos parâmetros de controlo do algoritmo foram: temperatura inicial $T_0 = 0.002$ e taxa de arrefecimento $s = 0.93$. O valor óptimo da função objectivo atingido foi de 0.6. O processo demorou cerca de 20 minutos¹.

As figuras seguintes ilustram a evolução dos valores da função objectivo e de alguns parâmetros do modelo do IGBT. O padrão de evolução da função objectivo não tem uma tendência decrescente, indicando que a estimativa inicial não estava muito longe do óptimo global, como se verifica pelos resultados obtidos (Tabela 4.10).

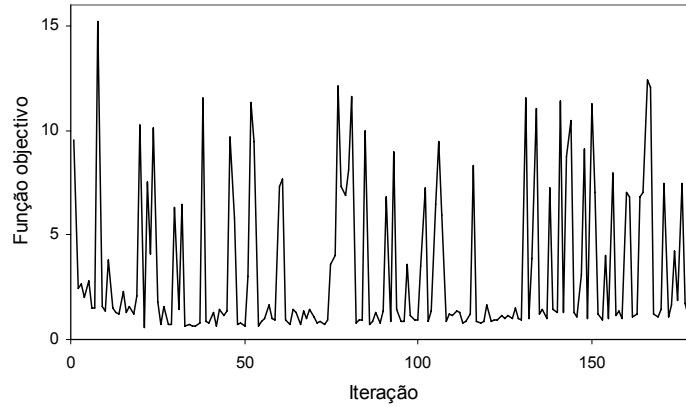


Figura 4.27 – Evolução da função objectivo na optimização DC do IGBT C.

¹ Num PC com um processador AMD Athlon XP 1800, a 1.5 GHz, com 512 kb de RAM.

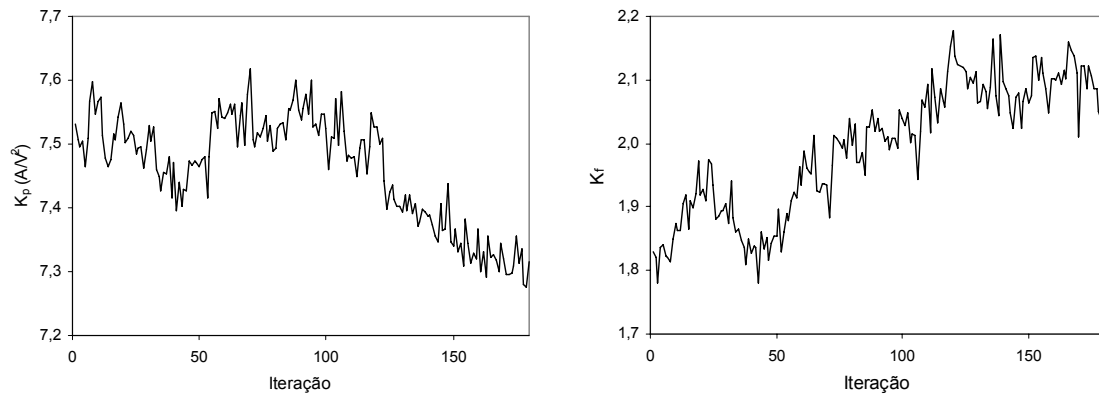


Figura 4.28 – Evolução dos parâmetros K_p e K_f na otimização DC do IGBT C.

Tabela 4.10 – Condições e resultado final na otimização DC do IGBT C.

Parâmetro	A (cm^2)	K_f	K_p (A/V^2)	V_{th} (V)	τ (μs)	θ (V^{-1})
Valor inicial	0.270	1.80	7.5	5.00	1.0	0.05
Desvio padrão	0.015	0.1	0.05	0.02	0.05	0.0025
Valor óptimo	0.283	1.93	7.5	5.25	0.6	0.05

A Figura 4.29 compara os resultados experimentais e simulados para o conjunto óptimo de parâmetros. A concordância verificada nos resultados é, de novo, boa, não só na região de saturação como também na região de tróido..

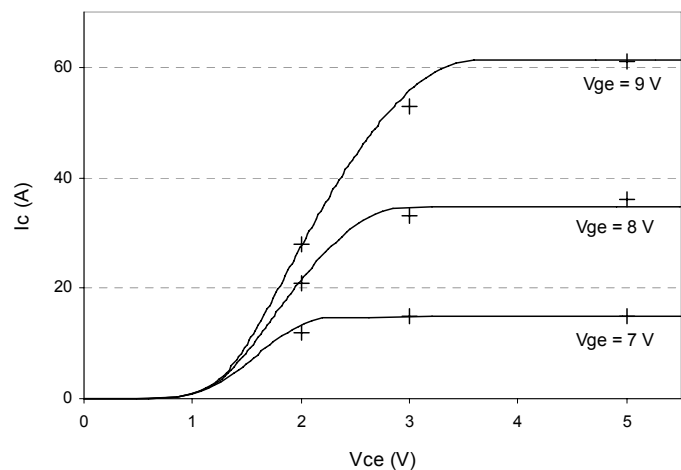


Figura 4.29 – Otimização DC do IGBT C – Característica de saída simulada e experimental.

4.4.3.2 Otimização transitória do IGBT C

A otimização transitória foi realizada usando V_{CE} e I_C como variáveis de otimização, considerando apenas a fase de saída de condução. A função objectivo tem como expressão:

$$f_{obj} = \sum_{i=1}^{860} \left(\frac{|V_{CE}^s(t_i) - V_{CE}^e(t_i)|}{V_{CE}^e(t_i)} + \frac{|I_C^s(t_i) - I_C^e(t_i)|}{I_C^e(t_i)} \right) \quad (4.38)$$

em que o índice 's' representa a curva simulada e 'e' a experimental.

Os valores dos parâmetros de controlo do algoritmo foram: temperatura inicial $T_0 = 0.3$ e taxa de arrefecimento $s = 0.95$. As simulações no IsSpice4 foram realizadas numa janela temporal de $400\mu s$ com um passo de tempo de $50ns$. A duração média de cada simulação foi cerca de 20 segundos. O critério de paragem foi um número máximo de 400 iterações, atingidas ao fim de 1h30m¹, resultando num valor óptimo de 322 para a função objectivo.

A Tabela 4.11 define os valores dos parâmetros utilizados na optimização, bem como os valores finais correspondentes à solução óptima.

Tabela 4.11 – Condições e resultado final na optimização transitória do IGBT C.

($V_{CC} = 200 \text{ V}$; $R_G = 4480 \Omega$; $R_L = 28 \Omega$)

Parâmetro	A_{gd} (cm^2)	C_{gs} (nF)	C_{oxd} (nF)	h_p ($10^{-14} cm^2/s$)	L_{load} (μH)	N_B ($10^{14} cm^{-3}$)	V_{td} (V)	W_B ($10^{-3} cm$)
Valor inicial	0.0675	4.0	7.1	5	90.0	1.95	0	8.7
Desvio padrão	0.009	0.1	0.3	0.7	0.5	0.05	0.15	0.15
Valor óptimo	0.078	3.13	5.26	6.2	91.2	1.94	-1.9	7.6

As figuras seguintes ilustram a evolução dos valores da função objectivo e dos parâmetros C_{oxd} e V_{td} . Neste caso é evidente a correlação entre a variação dos parâmetros referidos e a variação da função objectivo, no início da optimização. De facto, a correcção dos parâmetros para valores próximos do óptimo global implicou uma redução drástica da função objectivo, ao que se seguiu uma longa fase na procura do óptimo global.

¹ Num PC com um processador AMD Athlon XP 1800, a 1.5 GHz, com 512 kb de RAM.

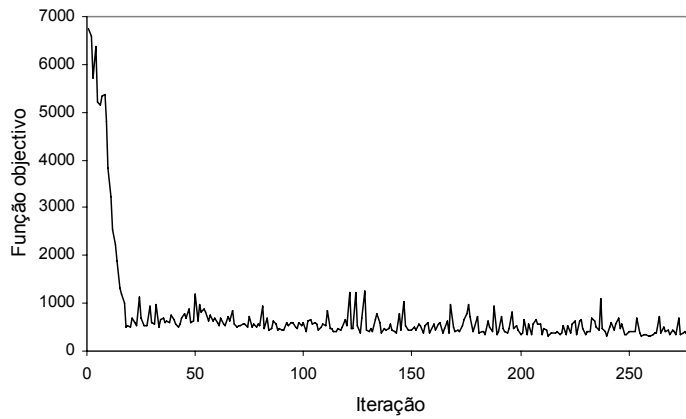


Figura 4.30 – Evolução da função objectivo na optimização transitória do IGBT C.

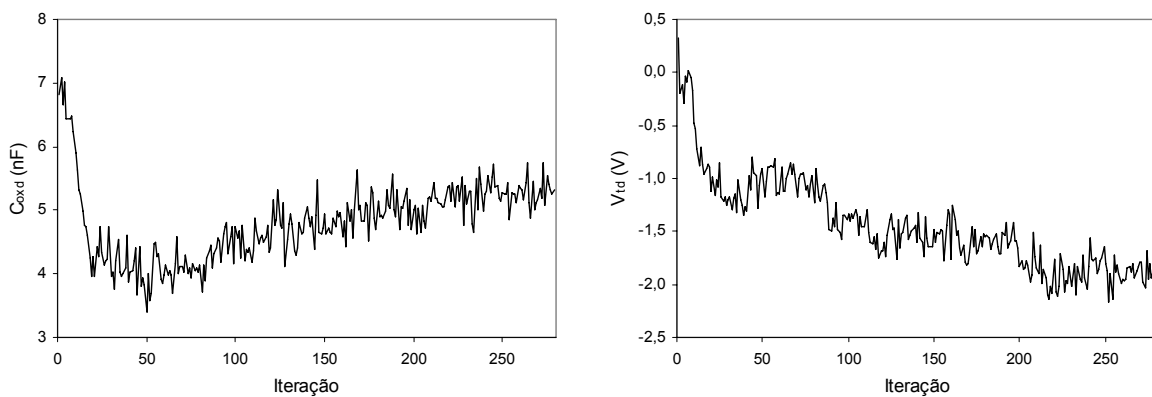


Figura 4.31 – Evolução dos parâmetros e C_{oxd} e V_{id} na optimização transitória do IGBT C.

A Figura 4.32 compara os resultados experimentais (a carregado) e simulados para o conjunto óptimo de parâmetros. Os comentários feitos para os IGBTs anteriores, relativamente à concordância dos resultados, aplicam-se novamente. Acresce que, neste caso, e no que diz respeito à corrente de colector (I_C), o desvio deve-se, em grande parte, ao erro experimental na medida da corrente, para valores de corrente muito baixos. De facto, verificou-se que a medida da corrente apresenta um *off-set* de algumas décimas de ampere, razão pela qual a corrente não se anula.

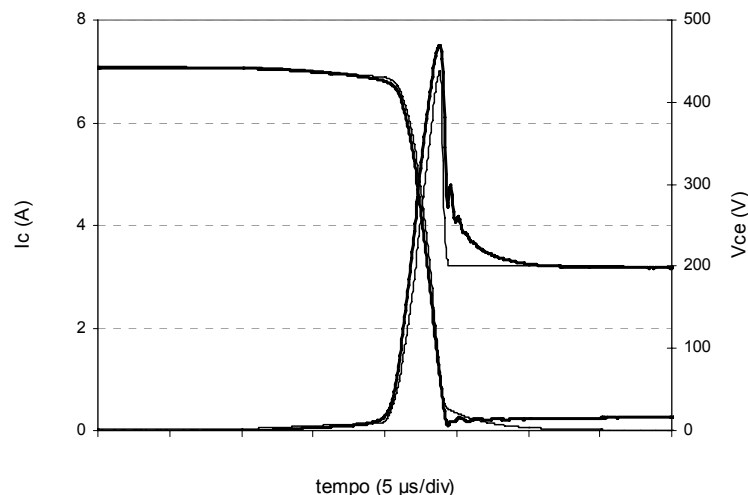


Figura 4.32 – Optimização transitória do IGBT C – V_{CE} e I_C simulados e experimentais no turn-off.

4.5 Conclusões

Neste capítulo foi proposto um novo procedimento de extracção de parâmetros. O procedimento baseia-se num algoritmo de optimização – Simulated Annealing – que, por comparação entre resultados experimentais e de simulação, encontra um conjunto óptimo de parâmetros que minimiza o erro entre as formas de onda de tensão/corrente.

A natureza estocástica do algoritmo e a necessidade de limitar a busca no espaço dos parâmetros, sob pena de o tempo de optimização se tornar proibitivo¹, não garante que o óptimo global seja alcançado sempre que se execute o algoritmo. No entanto, é esperado que na maior parte das execuções, a solução corresponda ao óptimo global ou, pelo menos, a um óptimo local muito próximo do óptimo global.

Como já foi referido, por vezes, encontrar rapidamente uma boa solução (óptimo local) pode ser mais desejável do que encontrar demoradamente a melhor solução possível. Uma solução óptima local “boa”, em alguns casos, pode ser bastante eficiente.

A afinação dos parâmetros de controlo do algoritmo é uma fase incontornável do processo, seja qual for o algoritmo usado. Esta fase pode consumir algum tempo, uma vez que os parâmetros são definidos de forma empírica e no contexto específico de problema em estudo. Esta é uma das desvantagens apontadas a este tipo de abordagem. No entanto, estes ensaios preliminares podem servir para se ter uma ideia da qualidade da estimativa inicial dos parâmetros, e fazer alguma correcção se tal for necessário. Essa correcção pode passar por utilizar um óptimo local, alcançado durante a fase de afinação, como ponto de partida para a optimização final. Embora o algoritmo tenha a capacidade de escapar a óptimos locais, esta prática justifica-se quando o ponto de partida é muito desajustado (Pham 2000b). Como se viu, esta foi a solução adoptada no caso do IGBT B.

¹ Relembre-se que a avaliação da função objectivo, em cada iteração, demora o tempo correspondente a uma simulação que pode variar, para as situações estudadas, entre 15 a 30 segundos aproximadamente.

Um aspecto interessante a referir, é o suposto risco de um processo de extracção de parâmetros baseado em optimização, tentar compensar imprecisões do modelo através de variações nos parâmetros. Se as imprecisões forem significativas, as variações nos parâmetros podem ser de tal ordem que impliquem uma perda de consistência física e, como tal, uma diminuição da gama de validade do modelo. No caso de modelos com uma base física importante, como é o caso, é opinião do autor que o referido risco é desprezável. A Figura 4.33 suporta esta conclusão. Na figura estão representados os valores “óptimos” obtidos dos parâmetros N_B e W_B durante a fase de afinação do algoritmo. Os dois parâmetros estão relacionados pela equação:

$$W_B = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{si}V_{CEmax}}{qN_B}} \quad (4.39)$$

indicando que a sua variação é inversamente proporcional. A tendência dessa relação é evidente na Figura 4.33, confirmando que algoritmo respeita, implicitamente, a física intrínseca do modelo.

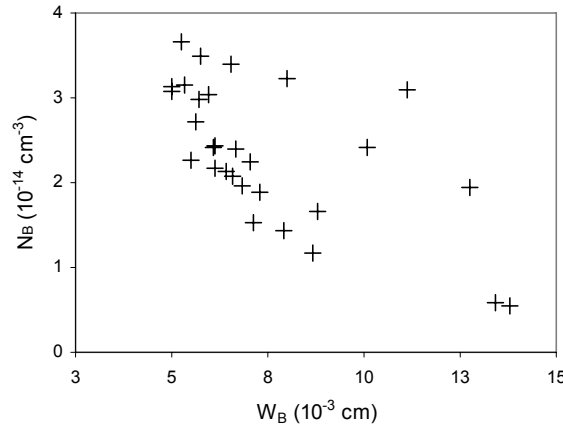


Figura 4.33 – Relação entre N_B e W_B para várias realizações do algoritmo.

Globalmente, o algoritmo é simples de implementar, converge para uma boa solução mesmo sem uma boa estimativa inicial e tem a capacidade de escapar a óptimos locais. Para além do algoritmo, o procedimento de extracção requer apenas dois ensaios experimentais, com circuitos de teste simples, de modo a implementar a função objectivo. Por outro lado, os resultados obtidos permitem concluir que, em cerca de uma hora e meia, e com poucas centenas de iterações, consegue-se obter uma boa solução para o conjunto de parâmetros do semiconductor.

A crescente capacidade de integração entre os simuladores de circuitos eléctricos e outras aplicações de uso genérico, tendem a promover e facilitar a implementação de soluções como a proposta nesta tese. Neste sentido, é de esperar que o uso de optimização para a extracção de parâmetros de modelos de semicondutores de potência, seja cada vez mais uma realidade.

5

Validação do modelo

Este Capítulo apresenta os resultados relativos à validação do modelo do IGBT. Para além de uma validação preliminar, é apresentado um conjunto de resultados relativamente a três IGBT's em estudo:

- IGBT A: BUP203 (NPT-IGBT 1000V/23A)
- IGBT B: BSM200GA100D (NPT-IGBT 1000V/290A)
- IGBT C: IRG4PC50U (PT-IGBT 600V/27A)

com base num conjunto de ensaios laboratoriais realizados.

A validação é realizada por comparação entre os resultados experimentais e de simulação das várias formas de onda. O desempenho do modelo é quantificado através do erro associado a alguns parâmetros típicos de comutação. A gama de validade do modelo e a robustez do processo de extracção são aferidas utilizando várias condições de funcionamento.

5.1 Validação preliminar

Numa primeira fase, o modelo desenvolvido para o IGBT é avaliado com base em resultados experimentais publicados na literatura (e respectivo conjunto de parâmetros) e também com alguns resultados experimentais disponibilizados pelo fabricante Siemens.

Com isto, pretendeu-se fazer uma validação inicial do modelo, com um conjunto de parâmetros conhecido, evitando assim os possíveis efeitos causados por uma imprecisa extracção dos mesmos.

5.1.1 Comparação com dados de Hefner

Nesta fase inicial de validação foram usados os resultados experimentais disponíveis em (Hefner 1994a), para um IGBT que passamos a designar por IGBT 1. O circuito de teste é composto por uma carga resistiva (com indutância de fugas) e um circuito de comando resistivo. As condições de funcionamento definidas são: $V_{CC} = 300$ V, $R_L = 30$ Ω , $L_L = 80$ μ H, $V_{GG} = 0/20$ V e $R_G = 1$ k Ω (1), 2 k Ω (2) e 3 k Ω (3).

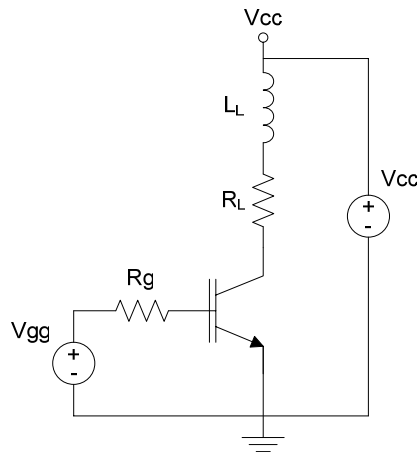


Figura 5.1 – Circuito de teste com carga resistiva.

A Figura 5.2 apresenta as curvas características de saída experimentais e simuladas para várias tensões de entrada.

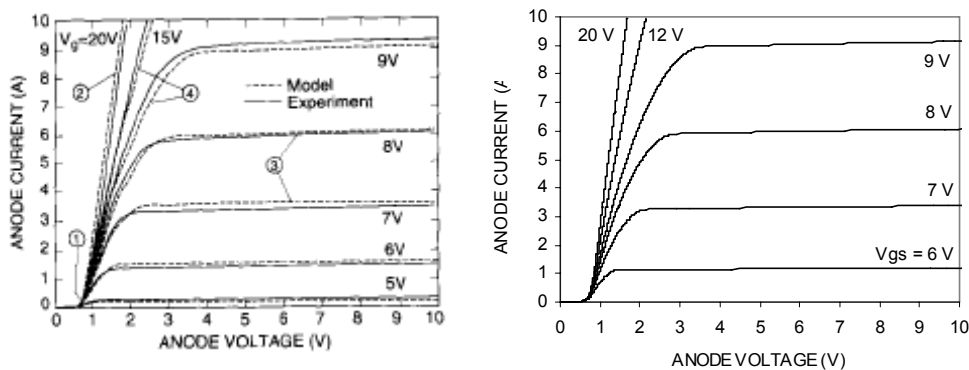


Figura 5.2 – Curva característica de saída experimental (esquerda) e simulada (simulada) do IGBT 1.

A boa concordância do modelo com os resultados experimentais é evidente. O modelo representa com precisão o fenómeno de desvio de tensão, devido à junção p-n, ânodo-camada epitaxial (zona 1), o fenómeno de condução na região de triódo (zona 4), bem como a saturação da corrente no canal (zona 3).

As figuras seguintes ilustram os resultados obtidos em regime transitório e para as condições de funcionamento referidas.

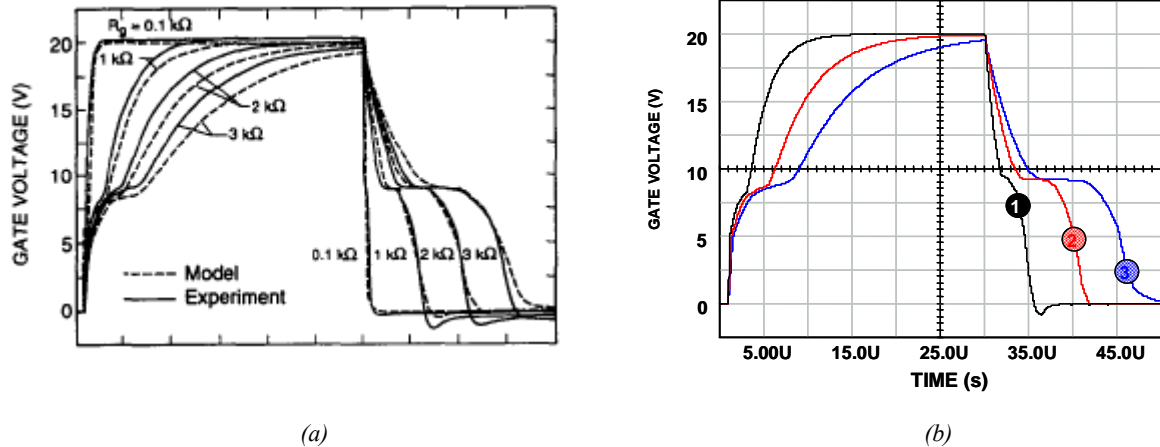


Figura 5.3 – Tensão porta-emissor experimental (a) e simulada (b) do IGBT 1 para várias resistências de porta.

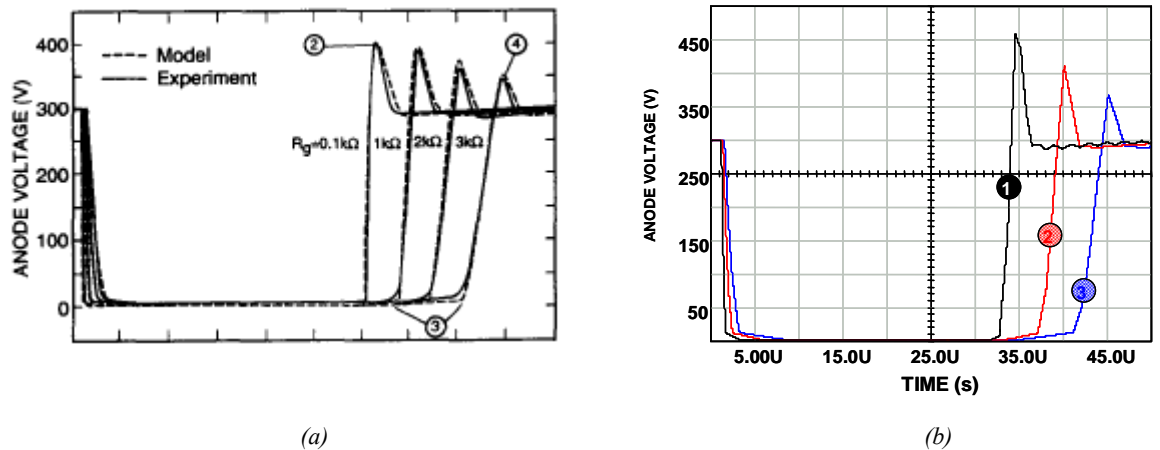


Figura 5.4 – Tensão colector-emissor experimental (a) e simulada (b) do IGBT 1 para várias resistências de porta.

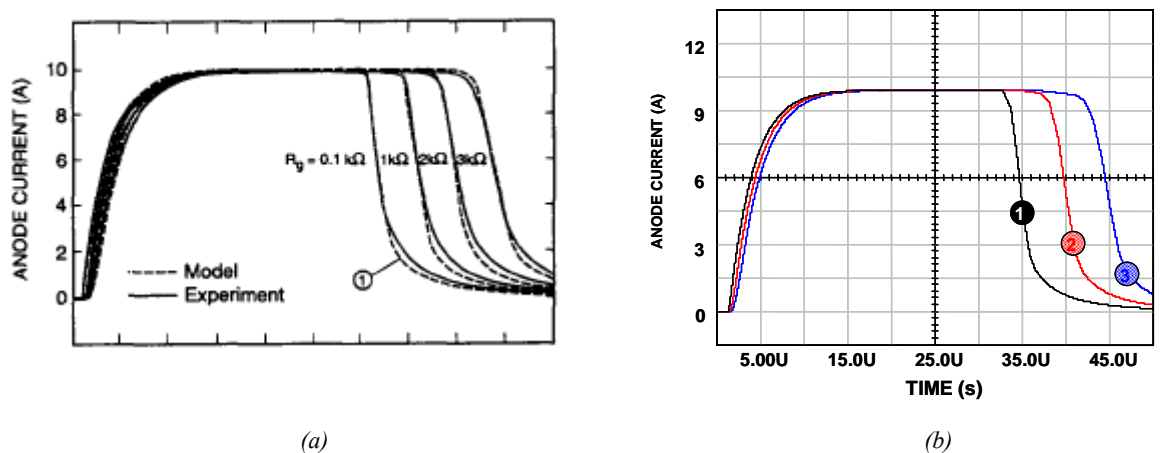


Figura 5.5 – Corrente de colector experimental (a) e simulada (b) do IGBT 1 para várias resistências de porta.

De uma forma geral, a análise das figuras permite verificar a boa concordância de modelo. Os valores máximos da tensão colector-emissor estão um pouco sobrestimados, mas dentro do erro considerado aceitável (menor do que 20%). As restantes curvas apresentam uma boa concordância, pelo que é possível concluir o bom desempenho do modelo. Em particular, os seguintes efeitos característicos do IGBT são eficazmente representados:

- Descida lenta da corrente na fase final da saída de condução (fenómeno da “cauda” da corrente de colector devido à componente bipolar do IGBT) (zona 1 da Figura 5.5a);
- Controlo do tempo de atraso da saída de condução através da resistência de porta (zona 3 da Figura 5.4a);
- Controlo do tempo de subida da tensão colector-emissor através da resistência de porta (zonas 2 e 4 da Figura 5.4a);

O tempo de simulação de um ciclo completo de comutação foi cerca de 3 segundos¹.

5.1.2 Comparação com os dados da Siemens

Neste segundo teste procedeu-se à validação do modelo utilizando um conjunto de informação fornecido pelo fabricante Siemens, relativamente a um módulo BSM50GD120DN2 (IGBT 2). Este módulo de 1200V/78A é constituído por um IGBT e um diódo em antiparalelo.

Alguns dos parâmetros do modelo foram fornecidos pelo fabricante, nomeadamente:

- Área total: $A = 1.13 \text{ cm}^2$;
- Largura metalúrgica da base: $W_B = 210 \text{ }\mu\text{m}$;
- Concentração de dopante na base: $N_B = 7.5 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$;
- Tempo médio de vida: $\tau = 70 \text{ }\mu\text{s}$.

Os parâmetros associados à corrente no canal MOS foram extraídos a partir da folha de característica do IGBT, como descrito no ponto 4.2.3:

- Tensão limiar de condução: $V_{th} = 6 \text{ V}$;
- Transcondutância da região de saturação: $Kp_{sat} = 10.5 \text{ A/V}^2$;
- Transcondutância da região linear: $Kp_{lin} = 31.5 \text{ A/V}^2$;
- Coeficiente de modulação da mobilidade: $\theta = 0.09 \text{ V}^{-1}$;

Os parâmetros associados ao comportamento dinâmico da zona MOS, nomeadamente as capacidades e as respectivas áreas, foram extraídos usando os procedimentos descritos em 4.2, baseados

¹ Num PC com um processador AMD Athlon XP 1800, a 1.5 GHz, com 512 kb de RAM.

na curva de carga da porta e na curva das capacidades disponíveis na folha de características:

- Capacidade de depleção óxido porta-dreno: $C_{oxd} = 6.7 \text{ nF}$;
- Capacidade porta-fonte: $C_{gs} = 3.8 \text{ nF}$;
- Área porta-dreno: $A_{gd} = 0.51 \text{ cm}^2$;
- Área dreno-fonte: $A_{ds} = 0.62 \text{ cm}^2$;

O parâmetro de recombinação b_p foi ajustado para $8 \times 10^{-12} \text{ cm}^4/\text{s}$ e V_{bi} para 0.6 V .

A Figura 5.6 compara a curva característica de saída do fabricante com a simulada, verificando-se uma concordância razoável.

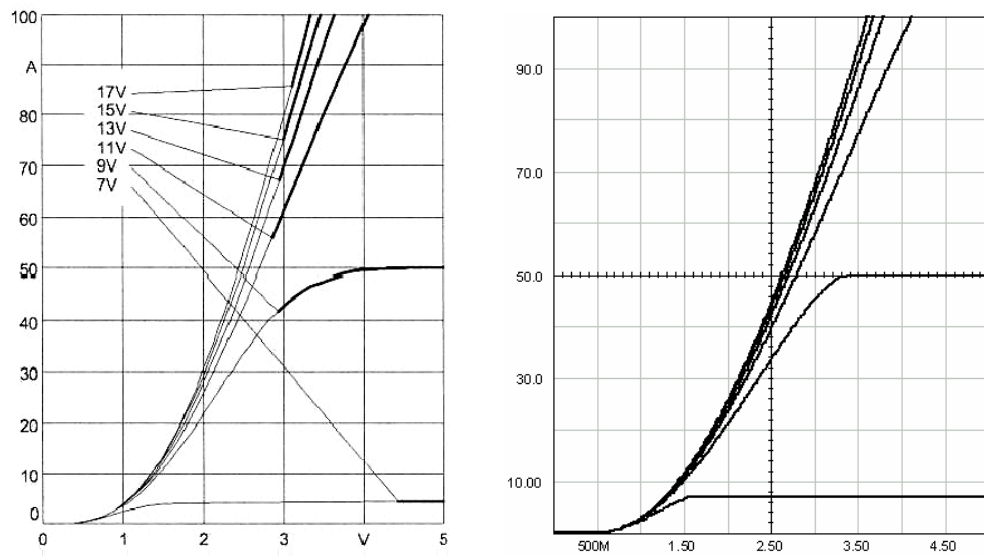


Figura 5.6 – Característica de saída do fabricante (esquerda) e simulada (direita) do IGBT 2.

Relativamente ao regime transitório, foram fornecidos pelo fabricante resultados relativos a um circuito de teste composto por uma carga indutiva ($L = 1 \text{ mH}$), um diodo de roda livre (BYP303) e um circuito de comando resistivo ($R_G = 22 \text{ } \Omega$). As indutâncias de fugas ($L_f = 190 \text{ } \mu\text{H}$) estavam também quantificadas. As condições de funcionamento impostas são $V_{CC} = 600 \text{ V}$ e $I_C = 50 \text{ A}$.

As figuras seguintes mostram os resultados obtidos no regime transitório para as condições de funcionamento referidas. Note-se que, nas simulações realizadas, quer o diodo, quer o IGBT, são modelados utilizando os princípios expostos em 3.2.1 para a solução da EDA.

Os parâmetros do modelo do diodo fornecidos pelo fabricante são:

- Área total: $A = 0.34 \text{ cm}^2$;
- Largura metalúrgica da base: $W_B = 114 \text{ } \mu\text{m}$;
- Concentração de dopante na base: $N_B = 2 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$;

- Tempo médio de vida: $\tau = 0.2 \mu s$.

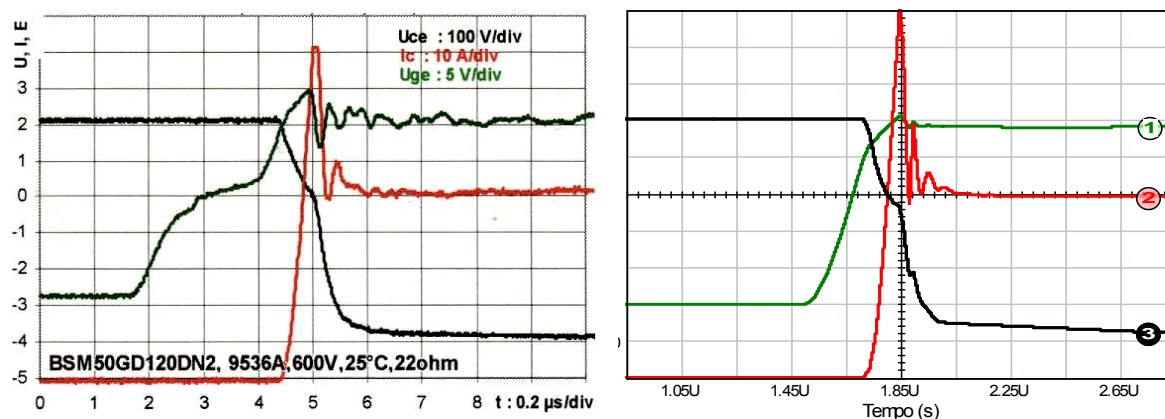


Figura 5.7 – V_{GE} (1), I_C (2) e V_{CE} (3) experimentais e simulados na entrada em condução (IGBT 2).

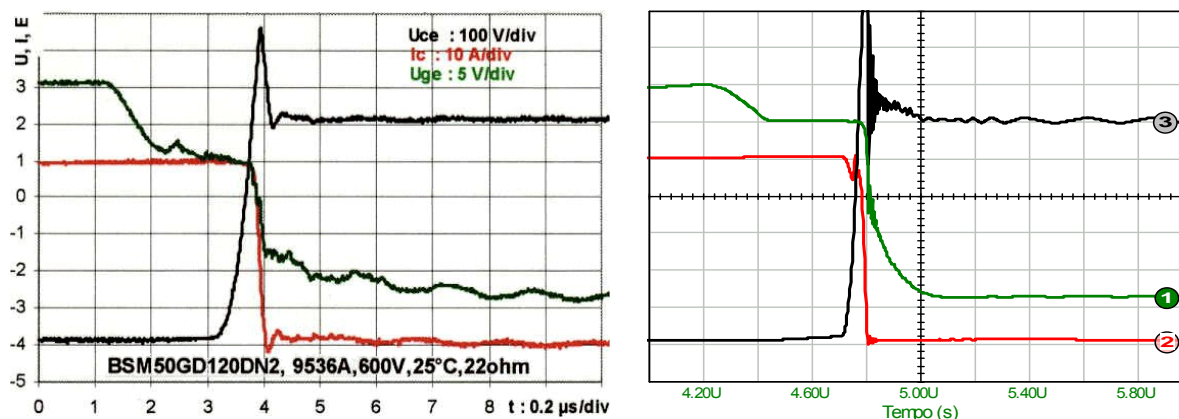


Figura 5.8 – V_{GE} (1), I_C (2) e V_{CE} (3) experimentais e simulados na saída de condução (IGBT 2).

A capacidade C_{oxd} foi alterada para 24 nF para um melhor ajuste da tensão porta-emissor (V_{GE}). As restantes diferenças em V_{GE} estão relacionadas com o facto de C_{gs} ser modelada como uma capacidade constante e por o comando da porta ser simulado com uma resistência. Globalmente, o modelo apresenta uma boa concordância, com erros inferiores ao limite de referência (20%).

Com o uso de um modelo preciso para o diódo, conseguiu-se uma correcta descrição do *overshoot* da corrente na entrada em condução, fenómeno associado à fase de recuperação inversa. do diódo, quando este sai de condução.

O tempo de simulação de um ciclo completo de comutação foi cerca de 30 segundos¹.

¹ Num PC com um processador AMD Athlon XP 1800, a 1.5 GHz, com 512 kb de RAM.

5.2 Validação final

Numa segunda fase, o modelo do IGBT é avaliado com base num conjunto de ensaios laboratoriais, realizados com três IGBTs:

- IGBT A: BUP203 (NPT-IGBT 1000V/23A)
- IGBT B: BSM200GA100D (NPT-IGBT 1000V/290A)
- IGBT C: IRG4PC50U (PT-IGBT 600V/27A)

Os resultados apresentam-se nos pontos seguintes.

5.2.1 Resultados do IGBT A

O IGBT A é um BUP203 (NPT-IGBT 1000V/23A). Os parâmetros do modelo para este IGBT foram extraídos utilizando o procedimento de optimização exposto em 4.3. Os valores óptimos dos parâmetros estão indicados na Tabela 4.4 (pág. 136) e Tabela 4.5 (pág. 137).

Relativamente ao regime permanente, os resultados apresentados aquando da extracção dos parâmetros, demonstra uma boa concordância entre a curva característica de saída experimental e a simulada (Figura 4.18).

Quanto ao regime transitório, apresentam-se seguidamente resultados adicionais, de forma a avaliar a gama de validade do modelo, para as seguintes condições de funcionamento: $V_{CC} = 150 \text{ V}$; $R_L = 20 \text{ } \Omega$; $L_f = 62 \text{ } \mu\text{H}$. Para a resistência de porta foram utilizados três valores: $R_{G1} = 1340 \text{ } \Omega$; $R_{G2} = 2650 \text{ } \Omega$ e $R_{G3} = 7920 \text{ } \Omega$.

A Figura 5.9 apresenta os resultados experimentais e simulados (a carregado) para as condições referidas. Os resultados evidenciam o bom desempenho do modelo. De facto, qualquer uma das três variáveis (V_{GE} , V_{CE} e I_C) é adequadamente modelada, para todas as condições de funcionamento, demonstrando quer a qualidade do conjunto de parâmetros extraídos, quer a qualidade do modelo em si. Relembre-se que apesar de os parâmetros do modelo terem sido extraídos, utilizando como referência a tensão V_{CE} apenas na fase de saída de condução, a concordância entre os resultados verifica-se para todas as variáveis e em todo o ciclo de comutação. As oscilações observadas na fase da cauda da corrente I_c (experimental) não correspondem a qualquer fenómeno do IGBT, sendo consequência de uma imprecisão na medida da corrente.

A Tabela 5.1 apresenta os erros relativos de alguns parâmetros de comutação para as três condições de funcionamento indicadas.

Tabela 5.1 – Erro relativo percentual de alguns parâmetros de comutação (IGBT A).

	Erro (%)		
	R_{G1}	R_{G2}	R_{G3}
Atraso no <i>turn-off</i>	1.5	1.5	1.2
Tempo de descida	2.4	1.6	0.5
V_{CE} máximo	3.6	3.6	8.9
dI_C/dt no <i>turn-off</i>	2.9	1.0	1.5
dV_{CE}/dt no <i>turn-off</i>	5.0	4.2	22.8
Perdas no <i>turn-off</i>	21.9	26.0	11.2

A maioria dos valores é inferior ao valor de referência de 20%, confirmando as conclusões já referidas. Alguns parâmetros ultrapassam ligeiramente os 20%, como é o caso das perdas de potência na saída de condução. Tal deve-se ao facto de alguma imprecisão na modelação de V_{CE} , já depois da fase de sobretensão. Essa imprecisão pode estar relacionada com uma incorrecta modelação da capacidade de saída do IGBT. Apesar de tudo, é uma situação que não compromete em termos de projecto, uma vez que o principal factor (V_{CE} máximo) é correctamente estimado.

Por outro lado, metade dos 18 parâmetros apresentam um erro inferior a 3%. Em termos totais o erro médio é de 6.7%. O erro médio para cada resistência de porta é de, respectivamente, 6.2, 6.3 e 7.7%, indicando uma boa consistência de resultados.

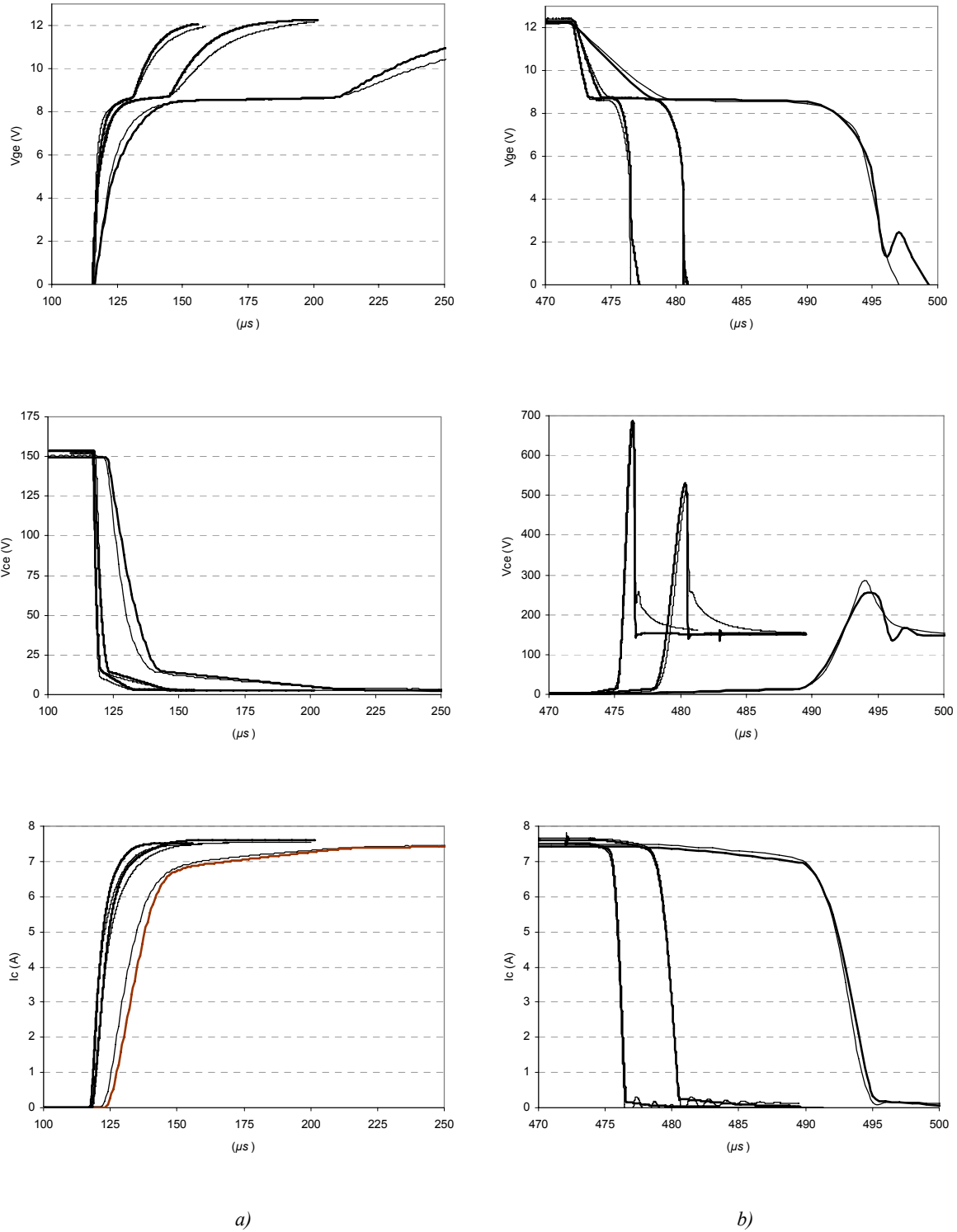


Figura 5.9 – Transitórios de abertura (a) e de fecho (b) experimentais e simulados (carregado) (IGBT A).

A Figura 5.10 e Figura 5.11 ilustram a evolução da distribuição dos portadores na saída de condução ($R_G = 7.92 \text{ k}\Omega$) a 3 e 2 dimensões, respectivamente. Note-se a formação da zona de carga especial, cujo desenvolvimento é função da tensão colector-emissor como esperado (compare-se com a forma de onda de V_{CE} na Figura 5.9).

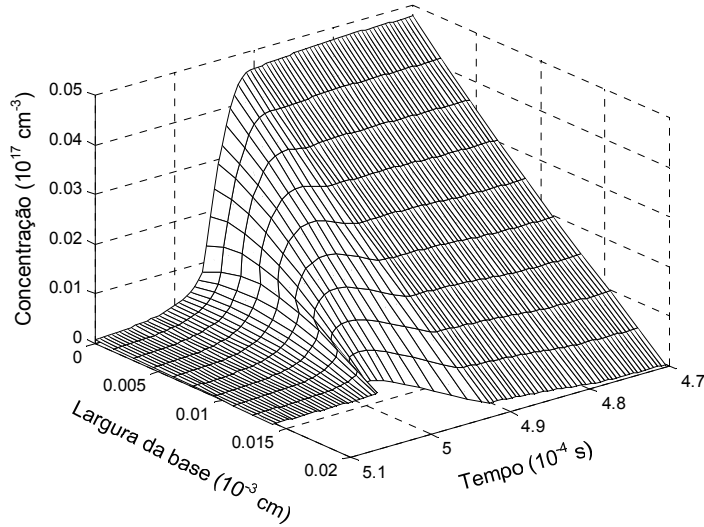


Figura 5.10 – Distribuição 3D da concentração de portadores no turn-off ($R_G = 7.92 \text{ k}\Omega$).

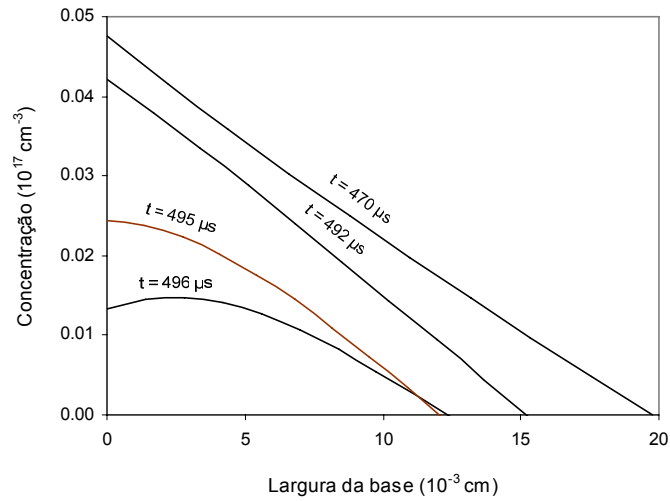


Figura 5.11 – Distribuição 2D da concentração de portadores no turn-off ($R_G = 7.92 \text{ k}\Omega$).

5.2.2 Resultados do IGBT B

O IGBT B é um componente BSM200GA100D (NPT-IGBT 1000V/290A). Os parâmetros do modelo para este IGBT foram extraídos utilizando o procedimento de optimização proposto em 4.3. Os valores óptimos dos parâmetros estão indicados na Tabela 4.7 (pág.139) e Tabela 4.8 (pág. 141).

Relativamente ao regime permanente, os resultados apresentados aquando da extracção dos parâmetros demonstraram uma boa concordância entre a característica de saída experimental e a simulada (Figura 4.23). Para o regime transitório, vamos aqui apresentar resultados adicionais, para outras condições de funcionamento, de forma a avaliar a gama de validade do modelo.

Nas figuras seguintes são apresentados os resultados experimentais e simulados para as seguintes

condições de funcionamento: $V_{CC} = 300 \text{ V}$; $R_L = 29 \Omega$. Para a resistência de porta foram utilizados dois valores: $R_{G1} = 100 \Omega$ e $R_{G2} = 300 \Omega$. Note-se que neste caso o valor da indutância de fugas foi também obtido por otimização.

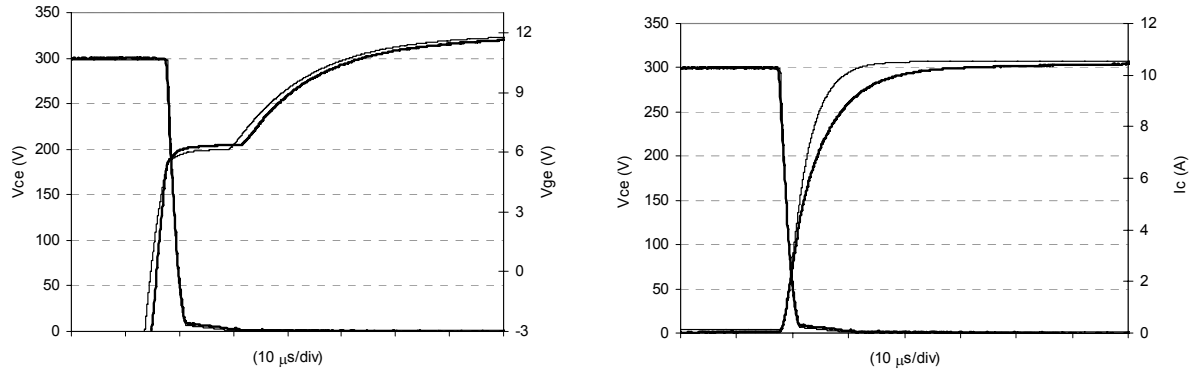


Figura 5.12 – Transitórios de abertura experimentais (carregado) e simulados: $R_G = 100 \Omega$ (IGBT B).

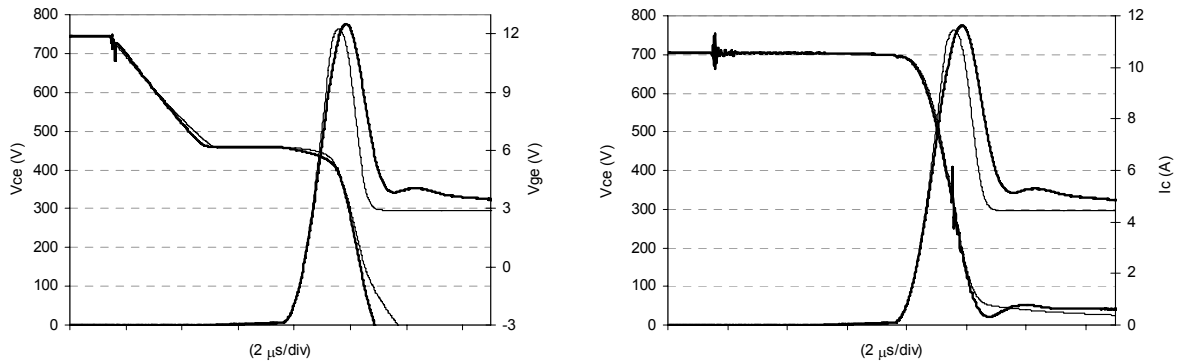


Figura 5.13 – Transitórios de fecho experimentais (carregado) e simulados: $R_G = 100 \Omega$ (IGBT B).

Os resultados evidenciam o bom desempenho do modelo. De facto, qualquer uma das três variáveis (V_{GE} , V_{CE} e I_C) é adequadamente modelada, para as duas condições de funcionamento, demonstrando quer a qualidade do conjunto de parâmetros extraídos, quer a qualidade do modelo em si. Relembre-se que apesar de os parâmetros do modelo terem sido extraídos, utilizando como referência a V_{CE} e I_C somente na fase de saída de condução, a concordância entre os resultados verifica-se para todas as variáveis e em durante todo o ciclo de comutação.

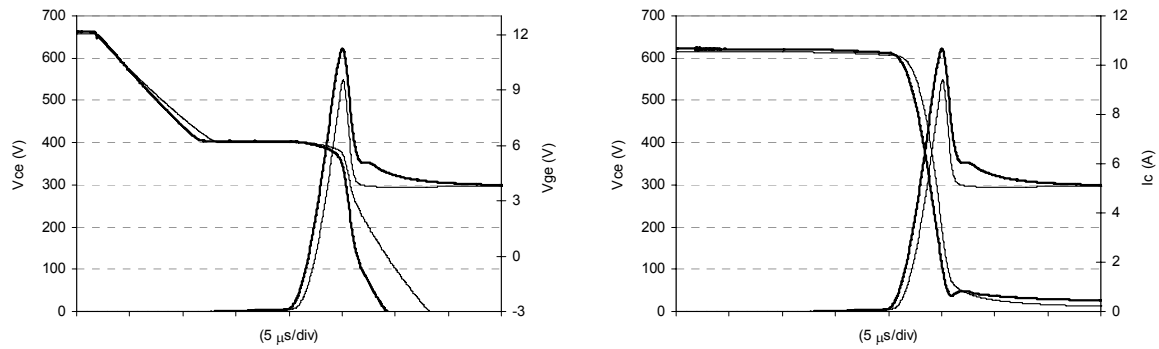


Figura 5.14 – Transitórios de fecho experimentais (carregado) e simulados: $R_G = 300 \, \Omega$ (IGBT B).

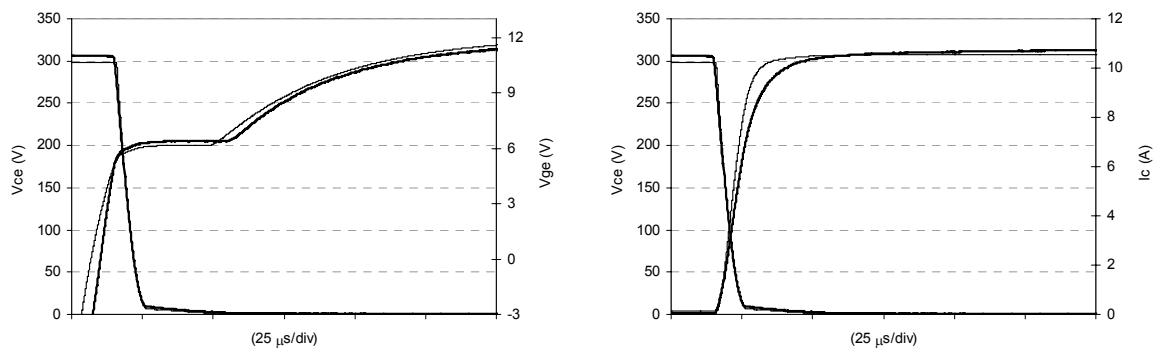


Figura 5.15 – Transitórios de abertura experimentais (carregado) e simulados: $R_G = 300 \, \Omega$ (IGBT B).

Na Tabela 5.2 estão indicados os erros relativos de alguns parâmetros de comutação para as duas condições de funcionamento indicadas.

Tabela 5.2 – Erro relativo percentual de alguns parâmetros de comutação (IGBT B).

	Erro (%)	
	R_{G1}	R_{G2}
Atraso no <i>turn-off</i>	2.3	4.0
Tempo de descida	3.9	6.8
V_{CE} máximo	1.7	11.8
dI_C/dt no <i>turn-off</i>	3.8	6.4
dV_{CE}/dt no <i>turn-off</i>	13.4	3.8
Perdas no <i>turn-off</i>	44.3	13.5

Com excepção de um parâmetro, todos os outros são significativamente inferiores ao valor de referência de 20%. Em termos totais o erro médio é de 9.6%. Este erro é fortemente influenciado pelos resultados menos bons relativos às perdas de potência. Tal deve-se a uma subestimação da tensão V_{CE} e da corrente I_C durante a fase do efeito da cauda da corrente. Esta subestimação simultânea das duas variáveis, condicionada fundamentalmente por uma incorrecta estimação do parâmetro de recombinação

do emissor (h_p), implicou um erro considerável nas perdas de potência, mais visível na condição de $R_G = 100 \, \Omega$ (Figura 5.16). Apesar disso, os restantes parâmetros de comutação estão bem estimados, tendo associado um erro médio de 5.9%.

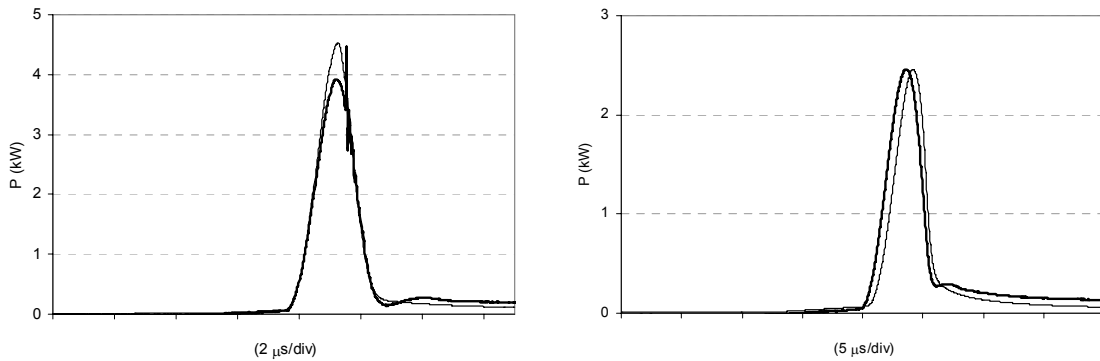


Figura 5.16 – Perdas de potência instantâneas experimentais (a carregado) e simuladas no turn-off para $R_G = 100 \, \Omega$ (esquerda) e $R_G = 300 \, \Omega$ (direita) (IGBT B).

Na Figura 5.17 analisa-se em detalhe os efeitos associados à evolução da tensão colector-emissor V_{CE} .

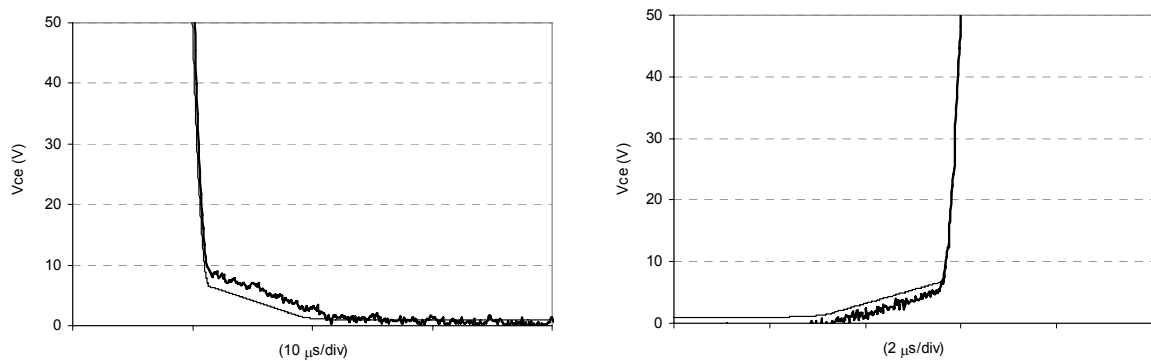


Figura 5.17 – Detalhe da tensão colector-emissor na entrada (esquerda) e saída (direita) de condução (IGBT B).

O acordo evidenciado entre os resultados experimentais e simulados valida a implementação da queda de tensão associada à componente MOS e a queda de tensão na zona de armazenamento associada à modulação em condutividade. De facto, a primeira está relacionada com a zona correspondente ao declive acentuado de V_{CE} , enquanto a segunda predomina na zona de menor declive.

Esta consistência de resultados foi também averiguada para as restantes condições de funcionamento, não se verificando os problemas (Figura 2.10) referidos em (Kang 2003a) para o modelo do Fourier, com um número equivalente de termos na descrição da EDA.

5.2.3 Resultados do IGBT C

O IGBT C é um componente IRG4PC50U (PT-IGBT 600V/27A). Os parâmetros do modelo para este IGBT foram extraídos utilizando o procedimento de optimização proposto em 4.3. Os valores

óptimos dos parâmetros estão indicados na Tabela 4.10 (pág. 144) e Tabela 4.11 (pág. 145).

Relativamente ao regime permanente, os resultados apresentados aquando da extracção dos parâmetros demonstraram uma boa concordância entre a característica de saída experimental e a simulada (Figura 4.29). Para o regime transitório, vamos aqui apresentar resultados adicionais, para outras condições de funcionamento, de forma a avaliar a gama de validade do modelo.

Assim, na Figura 5.18 e Figura 5.19 são apresentados os resultados experimentais (a carregado) e simulados para a seguinte condição de funcionamento: $V_{CC} = 200\text{ V}$; $R_G = 4480\ \Omega$; $R_L = 28\ \Omega$. Note-se que neste caso o valor da indutância de fugas foi também obtido por optimização.

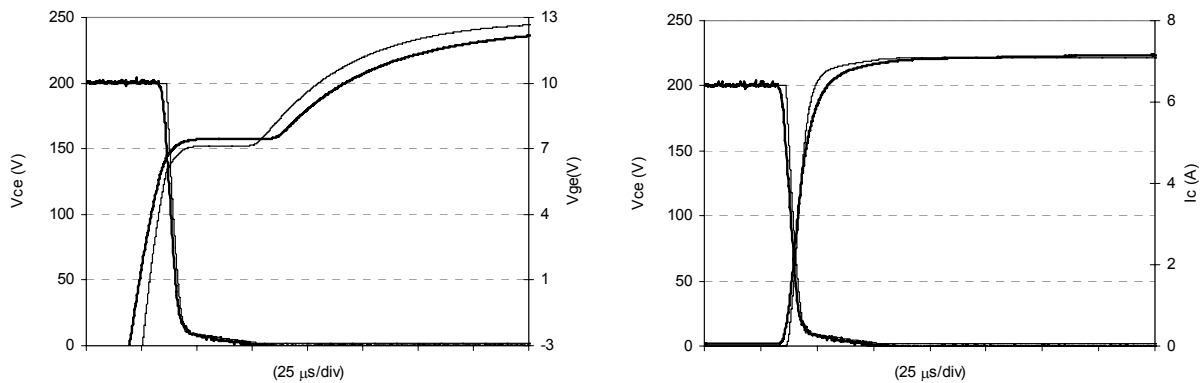


Figura 5.18 – Transitórios de abertura experimentais (carregado) e simulados (IGBT C).

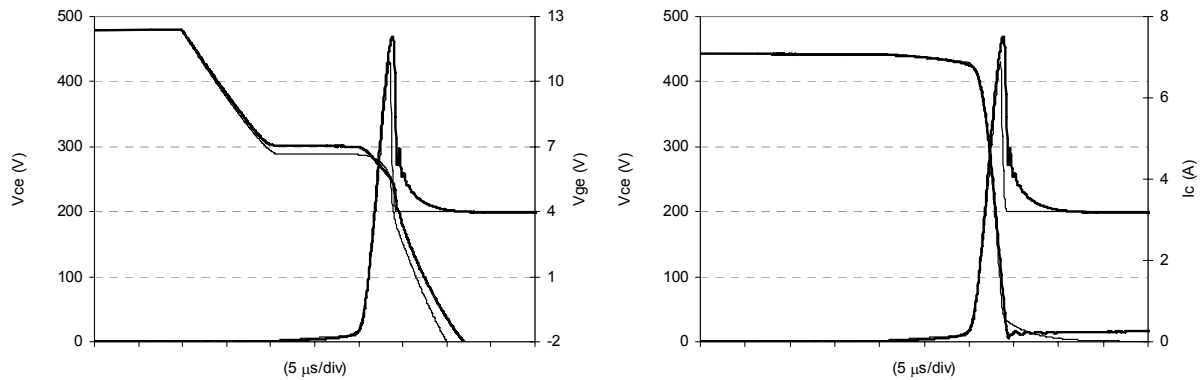


Figura 5.19 – Transitórios de fecho experimentais (carregado) e simulados (IGBT C).

Globalmente é possível afirmar que o modelo descreve com exactidão o comportamento dinâmico do IGBT. De facto, todas as variáveis (V_{GE} , V_{CE} e I_C) são adequadamente modeladas. Mais uma vez, ressalta-se que apesar de os parâmetros do modelo terem sido extraídos, utilizando como referência a tensão V_{CE} e I_C somente na fase de saída de condução, a concordância entre os resultados verifica-se para todas as variáveis e em todo o ciclo de comutação.

Na Tabela 5.3 estão indicados os erros relativos de alguns parâmetros de comutação. Todos os

parâmetros apresentam um erro consideravelmente inferior ao valor de referência de 20%. Em termos totais o erro médio é de 5.1%.

Tabela 5.3 – Erro relativo percentual de alguns parâmetros de comutação (IGBT C).

	Erro (%)
Atraso no <i>turn-off</i>	0.3
Tempo de descida	3.6
V_{CE} máximo	8.4
dI_C/dt no <i>turn-off</i>	3.9
dV_{CE}/dt no <i>turn-off</i>	6.5
Perdas no <i>turn-off</i>	8.1

5.3 Conclusões

Este Capítulo avalia o desempenho do modelo por comparação entre ensaios experimentais e resultados de simulação. A validação é feita para vários IGBTs e em várias condições de funcionamento. A análise dos resultados obtidos permite concluir que o modelo, em conjunto com os respectivos parâmetros, representa fielmente as características estáticas e dinâmicas do IGBT. Nomeadamente, é de realçar o acordo entre as simulações e as medições para:

- As formas de onda da tensão porta-emissor (V_{GE}). Esta concordância valida o modelo implementado para as capacidades MOS e para a corrente no canal MOS;
- A fase da “cauda” da corrente de colector (I_C). Esta concordância valida o modelo de recombinação no emissor e o respectivo parâmetro h_p ;
- A fase de baixo declive da tensão colector-emissor (V_{CE}), que valida a modelação do efeito de modulação da condutividade, do cálculo da queda de tensão na base, e a modelação da distribuição dos portadores;
- A fase de elevado declive da tensão colector-emissor (V_{CE}), que valida o modelo da zona de depleção e do movimento das fronteiras da base.

A boa concordância dos resultados em condições de funcionamento distintas, comprovam a robustez do conjunto de parâmetros extraídos e, portanto, a eficácia do procedimento de extracção. Por outro lado demonstram a consistência física do modelo e uma abrangente gama de validade.

Da análise dos erros associados a parâmetros típicos de comutação, verifica-se que os erros médios relativos situam-se numa gama de 5 a 10%, e portanto abaixo do erro de referência de 20%. Estes resultados, em conjunto com baixos tempos de simulação que variam entre 10 a 30 segundos (em alguns casos menos até), permitem concluir da boa adequação do modelo para o projecto de sistemas de electrónica de potência.

6

Conclusões e trabalho futuro

Neste Capítulo são apresentadas as conclusões do trabalho realizado e alguns assuntos a explorar, no sentido de melhorar o trabalho, são propostos.

6.1 Conclusões

Neste trabalho foi desenvolvido um modelo para IGBTs, baseado na física dos semicondutores e compatível com uma implementação em simuladores genéricos de circuitos eléctricos. O modelo é constituído por uma componente numérica para modelar a zona da base – zona extensa e fracamente dopada, principal responsável pelo comportamento dinâmico do dispositivo – e uma componente analítica para modelar as restantes zonas do dispositivo.

O núcleo fundamental do modelo reside no conhecimento da distribuição dos portadores na base do dispositivo (zona n^-), a qual é descrita equação de difusão ambipolar (EDA). A solução desta equação é realizada através de um princípio variacional, cuja estacionaridade do funcional associado à EDA conduz a uma solução equivalente à solução do problema original. A estacionaridade do referido funcional foi efectuada através de uma formulação pelo método dos elementos finitos (MEF), reduzindo a equação às derivadas parciais do problema original a um sistema de equações diferenciais ordinárias. Esta formulação permite a implementação do modelo num simulador de circuitos eléctricos de uso genérico, através da analogia entre o sistema de equações resultante do MEF e o sistema de equações associado a um conjunto de malhas RC e fontes de corrente. Para as restantes zonas do IGBT, emissor, região de depleção, canal MOS e as quedas de tensão são utilizados modelos analíticos clássicos.

Esta abordagem híbrida resulta num modelo com um bom compromisso precisão/tempo de cálculo bastante interessante, na medida em que permite descrever com rigor os fenómenos eléctricos e físicos do IGBT através da componente numérica e, simultaneamente, manter tempos de simulação em níveis aceitáveis através da componente analítica.

Para além destas características, a abordagem utilizada apresenta outros aspectos não menos importantes, e que a distinguem de outras alternativas pela sua elevada flexibilidade. Em concreto, é possível:

Alterar o compromisso entre a precisão e o tempo de cálculo, alterando o número de elementos finitos associados à solução da EDA. Para tal basta adicionar/retirar malhas RC, bem como alterar o número de componentes no cálculo da queda de tensão e o número de resistências associadas ao cálculo da largura elementar, de forma a reflectir o actual número de nós;

Melhorar a qualidade da aproximação utilizando elementos finitos com larguras não uniformes. De facto, o uso de elementos não equidistantes permite utilizar elementos mais estreitos nas zonas onde a variação da concentração é mais rápida, ou seja, junto às fronteiras. Esta alteração é imediata, bastando para isso alterar os valores das resistências no circuito que calcula a largura elementar;

Implementar um modelo com parâmetros físicos dependentes da posição (ao longo da base), ou seja, utilizar parâmetros não uniformes como tempos médios de vida, mobilidades, dopagens, etc. Para tal,

basta alterar as propriedades físicas do semiconductor, passando o respectivo valor ao subcircuito correspondente à parte do domínio em questão;

Melhorar a compreensão dos fenómenos associados às comutações, através da análise da evolução temporal da concentração de portadores na zona da base (resultante da solução da EDA) em conjunto com as respectivas formas de onda de tensão/corrente.

O desempenho do modelo foi avaliado por comparação entre ensaios experimentais e os respectivos resultados simulados. A análise dos erros associados a parâmetros típicos de comutação (os erros médios relativos situam-se numa gama de 5 a 10%) em conjunto com tempos de simulação que variam entre 10 a 30 segundos, permitem concluir da adequação do modelo para o projecto de sistemas de electrónica de potência.

O modelo do IGBT é complementado com um procedimento para a extracção dos parâmetros simples e eficaz. O procedimento desenvolvido utiliza uma estratégia inovadora no domínio da electrónica de potência. O mecanismo de extracção baseia-se num algoritmo de optimização – Simulated Annealing – que, por comparação entre resultados experimentais e de simulação, encontra um conjunto óptimo de parâmetros que minimiza o erro entre as formas de onda de tensão/corrente.

Globalmente, o algoritmo é simples de implementar, tem a propriedade de convergir para uma boa solução mesmo sem uma boa estimativa inicial e tem a capacidade de escapar a óptimos locais. Por outro lado, o procedimento de extracção requer apenas dois ensaios experimentais, com circuitos de teste simples, de modo a implementar a função objectivo.

A crescente capacidade de integração entre os simuladores de circuitos eléctricos e outras aplicações de uso genérico, tendem a promover a implementação de soluções como a proposta nesta tese. Desta forma, consegue-se um processo de extracção que garante uma elevada precisão dos parâmetros obtidos, sem a necessidade de realizar ensaios morosos e em instalações experimentais complexas e exigentes.

Em conclusão, o modelo do IGBT em conjunto com o processo de extracção desenvolvidos, constituem uma ferramenta global de modelação, que reúne todas as condições para potenciar o uso da simulação no projecto de conversores com semicondutores bipolares de potência.

6.2 Trabalho futuro

Para além do trabalho desenvolvido nesta tese, há um conjunto de assuntos com um potencial de desenvolvimento relevante. Relativamente à modelação podemos referir:

A adaptação do modelo a outras estruturas mais recentes, como as presentes nas últimas gerações do IGBT, nomeadamente a estrutura *field-stop* (Laska 2000; Kang 2003d) e *trench-gate* (Motto 1998; Pfaffenlehner 2004; Stockmeier 2004) na 4ª geração, e o *carrier stored trench bipolar transistor* (CSTBT) (Tomomatsu 2001; Yamada 2002; Kang 2003b) na 5ª geração;

A construção de modelos para tirístores, completando assim o conjunto de semicondutores

bipolares de potência modelados com a abordagem proposta originalmente proposta por (Araújo 1998a);

A implementação do modelo desenvolvido noutros simuladores de circuitos eléctricos, como por exemplo o SABER®, ou noutras aplicações de uso generalizado como o MATLAB®/Simulink®, com o objectivo de alargar o número de potenciais utilizadores, contribuindo para a generalização do uso da simulação no domínio da electrónica de potência;

Desenvolvimento de um modelo electrotérmico, que permita simular em simultâneo os efeitos eléctricos e térmicos e as suas interacções. Estes modelos são indispensáveis para uma correcta compreensão do comportamento do semiconductor numa gama alargada de temperatura, não só a temperaturas elevadas (125°C), mas também no domínio criogénico¹ de temperaturas (Wang 2003; Caiafa 2004).

No que diz respeito à extracção de parâmetros, pode mencionar-se:

Testar outros algoritmos de optimização e avaliar qual o método, ou combinação de métodos, que melhor desempenho apresenta. O sucesso das várias estratégias de optimização é bastante dependente do contexto específico do problema, pelo que apenas com um estudo prático se pode tirar alguma conclusão;

Tentar melhorar a metodologia de extracção, através da análise de diferentes alternativas para avaliar o erro ou realizar um estudo de sensibilidade para avaliar a influência de certos parâmetros nas características estáticas e dinâmicas.

¹ O interesse na modelação de semicondutores a temperaturas baixas (uma ou duas centenas de graus negativos) é motivado por aplicações envolvendo materiais supercondutores, como por exemplo a tecnologia MAGLEV utilizada nos comboios de levitação magnética, ou aplicações susceptíveis de serem utilizadas em aplicações espaciais.

Referências

- (Allard 2003) Allard B, *et al.*, *Systematic procedure to map the validity range of insulated-gate device models*, Proceedings of 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'03), Toulouse, France.
- (Ammous 2000) Ammous A, *et al.*, *Electrothermal Modeling of IGBT's: Application to Short-Circuit Conditions*, IEEE Trans. Power Electron., 15(4): 778-790.
- (Araújo 1997) Araújo A, Carvalho A e Carvalho JLMd, *Power P-I-N diode modeling using SPICE*, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'97), Guimarães, Portugal.
- (Araújo 1998a) Araújo A, *Modelação de semicondutores bipolares - formulação de um novo método para simulação em circuitos electrónicos de potência*, Tese de Doutoramento, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, Portugal.
- (Araújo 1998b) Araújo A, Carvalho A e Carvalho JLM, *A method for bipolar semiconductor device modeling implementable in circuit simulators*, Proceedings of the 5th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS'98), Lisboa, Portugal.
- (Araújo 1998c) Araújo A, Carvalho A e Carvalho JLMd, *A modular approach for modeling and simulation of semiconductor power devices*, 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'97), Aachen, Alemanha.
- (Augugliaro 1999) Augugliaro A, Dusonchet L e Sanseverino ER, *Genetic, simulated annealing, and tabu search algorithms: three heuristic methods for optimal reconfiguration and compensation of distribution networks*, European Transactions on Electric Power, (1): 35-41.
- (Azar 2004) Azar R, *et al.*, *Advanced SPICE Modeling of Large Power IGBT Modules*, IEEE Transactions on Industry Applications, 40(3): 710-716.
- (Basso 1997) Basso C, *Write your own generic SPICE power supplies controller models*, PCIM Mag., (April/May 97), url:
http://www.eetasia.com/ARTICLES/2002APR/2002APR19_POW_EDA_AN.PDF.
- (Berraies 1998) Berraies MO, *Modèles de Composants Semiconducteurs pour la Simulation des Circuits en Électronique de Puissance*, Université Paul Sabatier de Toulouse, Toulouse, France.
- (Blaabjerg 1996) Blaabjerg F, *et al.*, *An extended model of power losses in hard-switched IGBT-inverters*, Conference Record of the 31st IAS Annual Meeting, vol. 3, pp. 1454.
- (Bonnet 2003) Bonnet G, *Approche distribuée des structures de type bipolaire adaptée à la conception des systèmes de l'électronique de puissance*, Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, Toulouse, France.
- (Bonnet 2004) Bonnet G, Austin P e Sanchez JL, *New distributed model of NPT IGBT dedicated to power circuits design*, Microelectronics Reliability, 44(1): 79-88, url: <http://www.sciencedirect.com/science/article/B6V47-49JPM6S-1/2/c2d53b2816f69bcf238291e5ed179022>.
- (Bryant 2003) Bryant AT, *et al.*, *The use of a formal optimisation procedure in automatic parameter extraction of power semiconductor devices*, Proceedings of 34th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'03), vol. 2, pp. 882-827, United States.

- (Bryant 2005) Bryant AT, *et al.*, *A Compact Diode Model for the Simulation of Fast Power Diodes including the Effects of Avalanche and Carrier Lifetime Zoning*, Proceedings of 36th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'05), pp. 2042-2048, Recife, Brasil.
- (Busatto 2000) Busatto G, Iannuzzo F e Grimaldi P, *Lumped Charge PSPICE Model for High-Voltage IGBTs*, Conference Record of the 35th IAS Annual Meeting, vol. 5, pp. 2896-2902.
- (Caiafa 2004) Caiafa A, *et al.*, *Physics-based modeling of NPT and PT IGBTs at deep cryogenic temperatures*, Conference Record of the 39th IAS Annual Meeting, vol. 4, pp. 2536-2541.
- (Cerny 1985) Cerny V, *Thermodynamical approach to the traveling salesman problem: an efficient simulation algorithm*, Journal of optimization theory and applications, 45: 41-51.
- (Claudio 2002) Claudio A, Cotorogea M e Rodriguez MA, *Parameter extraction for physics-based IGBT models by electrical measurements*, Proceedings of 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'02), vol. 3, pp. 1295-1300, Cairns, Australia.
- (Cohn 1999) Cohn H e Fielding M, *Simulated Annealing: searching for an optimal temperature schedule*, SIAM Journal on Optimization, 9(3): 779-802.
- (Connolly 1990) Connolly DT, *An improved annealing scheme for the QAP*, European Journal of Operational Research, (46): 93-100.
- (Cook 1989) Cook R, Malkus D e Plesha M, *Concepts and Applications of Finite Element Analysis*, 3rd edition, John Wiley & Sons.
- (Cotorogea 1998) Cotorogea M, *Implementation of mathematical models of power devices for circuit simulation in PSPICE*, 6th Workshop on Computers in Power Electronics (COMPEL'98), pp. 17-22.
- (Debie 1996) Debie J-L, *Modele "distribue" de transistor IGBT pour simulation de circuits en electronique de puissance*, Thèse de doctorat, INSA de Toulouse, LAAS, Toulouse, France.
- (Elmazria 1996) Elmazria O, *Caracterisation et simulation de l'IGBT dans le but d'optimiser ses performances au moyen d'irradiation par electrons*, Thèse de doctorat, Université de Metz, Metz, France.
- (Fatemizadeh 1993) Fatemizadeh B e Silber D, *A versatile electrical model for IGBT including thermal effects*, Proceedings of 24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'93), pp. 85.
- (Fouskakis 2002) Fouskakis D e Draper D, *Stochastic optimization: a review*, International Statistical Review, 70(3): 315-349, url: <http://www.math.ntua.gr/~fouskakis/>.
- (Franconi 1997) Franconi L e Jennison C, *Comparison of a genetic algorithm and simulated annealing in an application to statistical image reconstruction*, Statistics and Computing, (7): 193-207.
- (Fu 2000) Fu HP e Su CT, *A comparison of search techniques for minimizing assembly time in printed wiring assembly*, International Journal of Production Economics, (63): 83-98.
- (Fudo 2000) Fudo H, Toune S e Genji T, *An application of reactive tabu search for service restoration in distribution systems and its comparison with genetic algorithm and parallel simulated annealing*, Electrical Engineering in Japan, (133): 71-82.
- (Gerald 1999) Gerald CF e Wheatley PO, *Applied numerical analysis*, 6th edition, Addison-Wesley.
- (Gerald 1994) Gerald CF e Wheatley PO, *Applied numerical analysis*, 5th edition, Addison-Wesley.

- (Gillet 1995) Gillet P, *et al.*, *Résolution analogique de l'équation de diffusion ambipolaire*, C.R. Acad. Sci. Paris, t. 321(Série II b): 53-59.
- (Githiari 1999) Githiari AN, *et al.*, *A comparison of IGBT models for use in circuit design*, IEEE Transactions on Power Electronics, 14(4): 607.
- (Glass 1996) Glass CA e Potts CN, *A comparison of local search methods for flow shop scheduling*, Annals of Operations Research, (63): 489-509.
- (Glover 1977) Glover F, *Heuristics for integer programming using surrogate constraints*, Decisions Sciences, (8): 156-166.
- (Glover 1986) Glover F, *Future paths for integer programming and links to artificial intelligence*, Computers and Operations Research, (13): 533-549.
- (Goebel 1994) Goebel H, *A unified method for modeling semiconductor power devices*, IEEE Trans. Power Electron., 9(5): 497-505.
- (Gray 1967) Gray PE e Searle CL, *Electronic principles: physics, models, and circuits*, John Wiley & Sons, New York.
- (Hefner 1988) Hefner AR e Blackburn DL, *An Analytical Model for the Steady-State and Transient Characteristics of the Power Insulated-Gate Bipolar Transistor*, Solid State Electronics, 31(10): 1513-1532.
- (Hefner 1990a) Hefner AR, *An Improved Understanding for the Transient Operation of the Power Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)*, IEEE Trans. Power Electron., 5(4): 459-468.
- (Hefner 1991) Hefner AR, *An Investigation of the Drive Circuit Requirements for the Power Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)*, IEEE Trans. Power Electron., 6(2): 208-219.
- (Hefner 1992) Hefner AR, *Semiconductor measurement technology: INSTANT - IGBT network simulation and transient analysis tool*, NIST Special Publication: 400-88.
- (Hefner 1993) Hefner AR e Blackburn DL, *Simulating the dynamic electrothermal behavior of power electronic circuits and systems*, IEEE Trans. Power Electron., 8(4): 376-385.
- (Hefner 1994a) Hefner AR e Diebolt DM, *An experimentally verified IGBT model implementation in the Saber circuit simulator*, IEEE Trans. Power Electron., 9(5): 532-542.
- (Hefner 1995) Hefner AR, *Modeling buffer layer IGBT's for circuit simulation*, IEEE Trans. Power Electron., 10(2): 111-123.
- (Hefner 2000) Hefner AR e Bouche S, *Automated parameter extraction software for advanced IGBT modeling*, 7th Workshop on Computers in Power Electronics (COMPEL'00), pp. 10-18.
- (Hefner 1990b) Hefner AR, Jr., *Analytical modeling of device-circuit interactions for the power insulated gate bipolar transistor (IGBT)*, IEEE Transactions on Industry Applications, 26(6): 995-1005.
- (Hefner 1994b) Hefner AR, Jr., *A dynamic electro-thermal model for the IGBT*, IEEE Transactions on Industry Applications, 30(2): 394-405.
- (Holland 1975) Holland JH, *Adaptation in natural and artificial systems*, Ann Arbor: University of Michigan Press.
- (Hoos 2004) Hoos H e Stützle T, *Stochastic local search: foundations and applications*, Morgan Kaufmann, San Francisco (CA), USA.

- (Horne 2004) Horne JA, *Conditional covering problem: study of complexity and optimization methods*, PhD Thesis, University of Arizona, Tucson, United States.
- (Horne 1998) Horne S e Macbeth C, *A comparison of global optimisation methods for near-offset VSP inversion*, Computers & Geosciences, 24(6): 563-572.
- (Hsu 1996a) Hsu JT e Ngo KDT, *Behavioral Modeling of the IGBT Using the Hammerstein Configuration*, IEEE Trans. Power Electron., 11(6): 746-754.
- (Hsu 1996b) Hsu JT e Vu-Quoc L, *A Rational Formulation of Thermal Circuit Models for Electrothermal Simulation - Part I: Finite Element Method*, IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications, 43(9): 721-732.
- (Iannuzzo 2004) Iannuzzo F e Busatto G, *Physical CAD model for high-voltage IGBTs based on lumped-charge approach*, IEEE Transactions on Power Electronics, 19(4): 885-893.
- (Igic 2002) Igic PM, *et al.*, *Investigation of the power dissipation during IGBT turn-off using a new physics-based IGBT compact model*, Microelectronics Reliability, 42(7): 1045-1052.
- (Intusoft 2001) Intusoft, *Working with model libraries*.
- (Intusoft 2004) Intusoft, *IsSpice4 User's Guide*, Intusoft.
- (Kallala 1994) Kallala MA, *Représentation distribuée de la dynamique des charges dans la base large des thyristors "gate-turn-off". Application à un modèle de G.T.O. pour la C.A.O. des circuits*, Thèse de doctorat, INSA de Toulouse, Toulouse, France.
- (Kang 2004) Kang W, Ahn H e ElNokali MA, *A Parameter Extraction Algorithm for an IGBT Behavioral Model*, IEEE Transactions on Power Electronics, 19(6): 1365-1371.
- (Kang 2002a) Kang X, *et al.*, *Low temperature characterization and modeling of IGBTs*, Proceedings of 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'02), vol. 3, pp. 1277-1282, Cairns, Australia.
- (Kang 2002b) Kang X, *et al.*, *Parameter extraction for a power diode circuit simulator model including temperature dependent effects*, Proceedings of the 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'02), vol. 1, pp. 452-458.
- (Kang 2003a) Kang X, *et al.*, *Physical modeling of IGBT turn on behavior*, Conference Record of the 38th IAS Annual Meeting, vol. 2, pp. 988-994.
- (Kang 2003b) Kang X, *et al.*, *Characterization and modeling of the LPT CSTBT - the 5th generation IGBT*, Conference Record of the 38th IAS Annual Meeting, vol. 2, pp. 982-987, UT, United States.
- (Kang 2003c) Kang X, *et al.*, *Parameter extraction for a physics-based circuit simulator IGBT model*, Proceedings of the 18th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'03), vol. 2, pp. 946-952, Miami Beach, FL, United States.
- (Kang 2003d) Kang X, *et al.*, *Characterization and modeling of high-voltage field-stop IGBTs*, IEEE Transactions on Industry Applications, 39(4): 922-928.
- (Kirkpatrick 1983) Kirkpatrick S, Gelatt CD e Vecchi MP, *Optimization by simulated annealing*, Science, 220(4598): 671-680.

- (Kraus 1993) Kraus R e Hoffmann K, *An analytical model of IGBTs with low emitter efficiency*, Proceedings of the 5th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD'93), pp. 30-34.
- (Kraus 1998a) Kraus R, Turkes P e Sigg J, *Physics-Based Models of Power Semiconductor Devices for the Circuit Simulator SPICE*, Proceedings of 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'98), pp. 1726-1731.
- (Kraus 1998b) Kraus R e Mattausch H, *Status and Trends of Power Semiconductor Device Models for Circuit Simulation*, IEEE Trans. Power Electron., 13(3): 452-465.
- (Laska 2000) Laska T, *et al.*, *The Field Stop IGBT (FS IGBT). A new power device concept with a great improvement potential*, Proceedings of the 12th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD'00), pp. 355-358.
- (Lauritzen 2001) Lauritzen PO, Andersen GK e Helsper M, *A basic IGBT model with easy parameter extraction*, Proceedings of 32nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'01), vol. 4, pp. 2160-2165, Vancouver, BC, Canada.
- (Leturcq 1996) Leturcq P, Berraies MO e Massol JL, *Implementation and validation of a new diode model for circuit simulation*, Proceedings of 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'96), vol. 1, pp. 35-43.
- (Leturcq 1997) Leturcq P, Debric J e Berraies O, *A distributed model of IGBTs for circuit simulation*, Proceedings of 7th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'97), pp. 494-501.
- (Leturcq 1999) Leturcq P, *Power Semiconductor Device Modelling Dedicated to Circuit Simulation*, Proceedings of the 11th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD'97), pp. 19-26.
- (Li 1998) Li ZM e Mawby PA, *A fully-numerical model for PiN diodes implemented in the Saber circuit simulator*, International Journal of Electronics, 84(4): 195-305.
- (Linville 1958) Linville JG, *Lumped models of transistors and diodes*, IRE Proc., pp. 1141-1151.
- (Liou 1992) Liou JJ, *Semiconductor device physics and modelling. Part 1: Overview of fundamental theories and equations*, IEE-Proceedings-G, 139(6).
- (Ma 1994) Ma CL, *et al.*, *A systematic approach to modeling of power semiconductor devices based on charge control principles*, Proceedings of 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'94), pp. 31-37.
- (Massol 1993) Massol J-L, *Représentation des phénomènes de diffusion dans la modélisation des composants bipolaires de puissance*, Thèse de doctorat, INSA de Toulouse, Toulouse, France.
- (Metropolis 1953) Metropolis N, *et al.*, *Equations of state calculations by fast computing machines*, Journal of chemical physics, 21(6): 1087-1092.
- (Metzner 1994) Metzner D, Vogler T e Schröder D, *A Modular Concept for the Circuit Simulation of Bipolar Power Semiconductors*, IEEE Trans. Power Electron., 9(5): 506-513.
- (Mi 2002) Mi W, *Extraction des paramètres et domaine de validité du modèle d'un composant de puissance*, Thèse de doctorat, INSA de Lyon, Lyon, France.
- (Mihalic 1995) Mihalic F, *et al.*, *IGBT SPICE model*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 42(1): 98-105.

- (Mitter 1994) Mitter CS, *et al.*, *Insulated gate bipolar transistor (IGBT) modeling using IG-SPICE*, IEEE Transactions on Industry Applications, 30(1): 24-33.
- (Mitter 1995) Mitter CS, *Motorola application note AN1540: Application considerations using insulated gate bipolar transistors (IGBTs)*.
- (Monti 1996) Monti A, *A fuzzy-based black-box approach to IGBT modelling*, Proceedings of the 3rd IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS '96), vol. 2, pp. 1147 - 1150.
- (Morel 1994) Morel H, Gamal SH e Chante JP, *State Variable Modeling of the Power PIN Diode Using an Explicit Approximation of Semiconductor Device Equations: A Novel Approach*, IEEE Trans. Power Electron., 9(1): 112-120.
- (Motto 1998) Motto ER, *et al.*, *Characteristics of a 1200 V PT IGBT with trench gate and local life time control*, Conference Record of the 33rd IAS Annual Meeting, vol. 2, pp. 811-816.
- (Nakamura 1993) Nakamura S, *Applied numerical methods in C*, Prentice Hall.
- (Nikishkov 2004) Nikishkov GP, *Introduction to the finite element method*, Lecture notes, University of Aizu, Japan, url: <http://www.u-aizu.ac.jp/~niki/>.
- (Oh 2001) Oh H-S e El Nokali M, *A new IGBT behavioral model*, Solid-State Electronics, 45(12): 2069-2075, url: <http://www.sciencedirect.com/science/article/B6TY5-4471RP0-J/2/0427ea6d3abdc746babf1ac043fd2153>.
- (Osman 1995) Osman IH, *An introduction to meta-heuristics*, in Operational Research Tutorial Papers, pp. 92-122, M. Lawrence and C. Wilson (eds.), Operational Research Society Press, Birmingham, UK.
- (Otten 1989) Otten RHJM e Ginneken LPPPv, *The annealing algorithm*, Kluwer Academic Publishers.
- (Pahwa 2004) Pahwa M, *A simulated annealing model of optimal hub-and-spoke airline networks*, PhD Thesis, University of Delaware.
- (Palmer 1998) Palmer PR e Githiari AN, *A modelling approach for dual mode thyristor devices*, Proceedings of the 7th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, pp. 252-257.
- (Palmer 2001) Palmer PR, *et al.*, *Circuit simulator models for the diode and IGBT with full temperature dependent features*, Proceedings of 32nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'01), vol. 4, pp. 2171-2177.
- (Palmer 2002) Palmer PR, *et al.*, *Simulation and optimisation of diode and IGBT interaction in a chopper cell using MATLAB and Simulink*, Conference Record of the 37th IAS Annual Meeting, vol. 4, pp. 2437-2444.
- (Palmer 2003) Palmer PR, *et al.*, *Circuit simulator models for the diode and IGBT with full temperature dependent features*, IEEE Transactions on Power Electronics, 18(5): 1220-1229.
- (Pfaffenlehner 2004) Pfaffenlehner A, *et al.*, *New 3300V chip generation with a trench IGBT and an optimized field stop concept with a smooth switching behavior*, Proceedings of the 16th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, ISPSD '04, pp. 107-110.
- (Pham 2000a) Pham DT e Karaboga D, *Intelligent optimisation techniques: genetic algorithms, tabu search, simulated annealing and neural networks*, Springer, New York.

- (Pham 2000b) Pham D'T e Karaboga D, *Intelligent optimisation techniques*, Springer.
- (Powerex 2005) Powerex, *Application Note: Introduction to Power Device Applications*, url: <http://www.prwx.com>.
- (Raciti 1998) Raciti A e Torrisi S, *Charge Control Modeling During Transient Behavior of PT-IGBT Using PSpice Macromodel*, Proceedings of 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'98), pp. 1704-1710.
- (Reynes 1986) Reynes J, *Relations entre performances et paramètres structuraux des transistors bipolaires de puissance - Application à la conception des composants*, Thèse de doctorat, INSA de Toulouse, Toulouse, France.
- (Romero 2001) Romero D, Rincón J e Almaso N, *Optimization of the thermal behavior of tropical buildings*, 7th International IBPSA Conference, pp. 1079-1084, Rio de Janeiro, Brazil.
- (Santi 2001) Santi E, *et al.*, *Temperature effects on trench-gate IGBTs*, Conference Record of the 36th IAS Annual Meeting, vol. 3, pp. 1931-1937.
- (Schwefel 1995) Schwefel H-P, *Evolution and optimum seeking*, John Wiley & Sons, New York.
- (Semikron 2004) Semikron, *Application note*, url: <http://www.semikron.com>.
- (Shen 1993) Shen Z e Chow TP, *Modeling and characterization of the insulated gate bipolar transistor (IGBT) for SPICE simulation*, Proceedings of the 5th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD'93), pp. 165-170.
- (Sheng 1996) Sheng K, Finney SJ e Williams BW, *Fast and Accurate IGBT Model for PSpice*, Electronics Letters, 32(25): 2294-2295.
- (Sheng 1999a) Sheng K, Finney SJ e Williams BW, *A New Analytical IGBT Model with Improved Electrical Characteristics*, IEEE Trans. Power Electron., 14(1): 98-107.
- (Sheng 1999b) Sheng K, *Design, Modelling and Application of the IGBT*, PhD Thesis, University of Heriot-Watt, Edinburgh.
- (Sheng 2000) Sheng K, Williams BW e Finney SJ, *A Review of IGBT Models*, IEEE Trans. Power Electron., 15(6): 1250-1266.
- (Shockley 1950) Shockley W, *Electrons and holes in semiconductors*, D. Van Nostrand, New York.
- (Sigg 1997) Sigg J, Turkes P e Kraus R, *Parameter extraction methodology and validation for an electro-thermal physics-based NPT IGBT model*, Conference Record of the 32nd IAS Annual Meeting, vol. 2, pp. 1166-1173, New Orleans, LA, USA.
- (Simas 1989) Simas MI, Piedade MS e Freire JC, *Experimental characterization of power VDMOS transistors in commutation and a derived model for computer-aided design*, IEEE Transactions on Power Electronics, 4(3): 371-378.
- (Smith 1978) Smith GD, *Numerical Solution of Partial Differential Equations: Finite Element Methods*, 3rd edition, Oxford University Press.
- (Souza 2005) Souza M, *Inteligência computacional para otimização*, Notas de aula da disciplina ICO, DECOM/ICEB/UFOP, url: <http://www.decom.ufop.br/prof/marcone>.

- (Stockmeier 2004) Stockmeier T, Manz Y e Steger J, *Novel high power semiconductor module for trench IGBTs*, Proceedings of the 16th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD '04), pp. 343-346.
- (Strollo 1994) Strollo AGM, *A new SPICE subcircuit model of power p-i-n diode*, IEEE Transactions on Power Electronics, 9(6): 553-559.
- (Strollo 1997a) Strollo AGM, *A New SPICE Model of Power P-I-N Diode Based on Asymptotic Waveform Evaluation*, IEEE Trans. Power Electron., 12(1): 12-20.
- (Strollo 1997b) Strollo AGM, *A new IGBT circuit model for SPICE simulation*, Proceedings of 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'97), vol. 1, pp. 133-138.
- (Sze 1985) Sze SM, *Semiconductor Devices: Physics and Technology*, 2nd edition, John Wiley & Sons.
- (Tan 1999) Tan CM e Tseng K, *Using Power Diode Models for Circuit Simulations - A Comprehensive Review*, IEEE Trans. Industrial Electron., 46(3): 637-645.
- (Tomomatsu 2001) Tomomatsu Y, *et al.*, *Characteristics of a 1200 V CSTBT optimized for industrial applications*, Conference Record of the 36th IAS Annual Meeting, vol. 2, pp. 1060-1065.
- (Trajkovic 1998) Trajkovic T, Igi P e Stojadinovi N, *A novel method for extraction of VDMOSFET model parameters using neural networks*, Microelectronics and Reliability, 38(3): 331-335, url: <http://www.sciencedirect.com/science/article/B6V47-3T0V3S7-4/2/d54d60bbcbff7e431bfb6185675e161>.
- (Tseng 1997) Tseng KJ, Pan S e Foo CF, *Issues in power diode modelling for circuit simulation*, Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 1, pp. 78-84.
- (Udrea 1995) Udrea F e Amaratunga GAJ, *A unified analytical model for the carrier dynamics in Trench Insulated Gate Bipolar Transistors (TIGBT)*, Proceedings of the 3rd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD'95), pp. 190-195.
- (Van der Duijn Schouten 2003) Van der Duijn Schouten NP, *et al.*, *Implementation and calorimetric verification of models for IGBT-based inverters for small drives*, Conference Record of the 39th IAS Annual Meeting, vol. 1, pp. 1786-1793.
- (Voudouris 1997) Voudouris C, *Guide local search for combinatorial optimisation problems*, PhD Thesis, University of Essex, Colchester, UK.
- (Wang 2003) Wang X, *et al.*, *Temperature effects on IGCT performance*, Conference Record of the 38th IAS Annual Meeting, vol. 2, pp. 1006-1011.
- (Wang 2004a) Wang X, *et al.*, *Implementation and validation of a physics-based circuit model for IGCT with full temperature dependencies*, Proceedings of 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'04), vol. 1, pp. 597-603.
- (Wang 2004b) Wang X, *et al.*, *Destruction-free parameter extraction for a physics-based circuit simulator IGCT model*, Conference Record of the 39th IAS Annual Meeting, vol. 4, pp. 2542-2549.
- (Westhead 1997) Westhead DR, Clark DE e Murray CW, *A comparison of heuristic search algorithms for molecular docking*, Journal of Computer-Aided Molecular Description, (11): 209-228.
- (Wong 1997) Wong C, *EMTP modeling of IGBT dynamic performance for power dissipation estimation*, IEEE Transactions on Industry Applications, 33(1): 64-71.

- (Yamada 2002) Yamada J, *et al.*, *Low turn-off switching energy 1200 V IGBT module*, Conference Record of the 37th IAS Annual Meeting, vol. 3, pp. 2165-2169.
- (Zienkiewicz) Zienkiewicz OC e Morgan K, *Finite elements and aproximations*, John Wiley & Sons, New York.
- (Zienkiewicz 1983) Zienkiewicz OC e Morgan K, *Finite elements and aproximations*, John Wiley & Sons, New York.
- (Zolfaghari 2002) Zolfaghari S e Liang M, *Comparative study of simulated annealing, genetic algorithms and tabu search for solving binary and comprehensive machine-grouping problems*, International Journal of Production Research, 40(9): 2141-2158.